



**Carlos Renato dos Santos de Gouveia Freire**

Mestre

## **Sistemas de Acionamento de Velocidade Variável**

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em  
Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Orientador: Prof. Stanimir Valtchev

Co-orientadores: Mestre Luís Romba Jorge

Júri:

Presidente: Prof. Rodolfo Oliveira

Arguentes: Prof. Luís Brito Palma

Vogais: Prof. Stanimir  
Valtchev



FACULDADE DE  
CIÊNCIAS E TECNOLOGIA  
UNIVERSIDADE NOVA DE LISBOA



### **Sistemas de Acionamento de Velocidade Variável**

Copyright © Carlos Renato dos Santos de Gouveia Freire, Faculdade de Ciências e Tecnologia, Universidade Nova de Lisboa.

A Faculdade de Ciências e Tecnologia e a Universidade Nova de Lisboa têm o direito, perpétuo e sem limites geográficos, de arquivar e publicar esta dissertação através de exemplares impressos reproduzidos em papel ou de forma digital, ou por qualquer outro meio conhecido ou que venha a ser inventado, e de a divulgar através de repositórios científicos e de admitir a sua cópia e distribuição com objectivos educacionais ou de investigação, não comerciais, desde que seja dado crédito ao autor e editor.

Unrestricted

# Agradecimentos

*Dedicatória ao meu querido avô...*

Aos meus pais, irmão, avós, namorada e amigos, pelo apoio incondicional e por nunca me terem feito desistir nos momentos em que essa seria a decisão mais fácil.

Ao meu colega de curso Pedro Campos Pereira, por todos os momentos que vivemos juntos nesta etapa.

Um grande obrigado a todos!

## Resumo

---

Nesta dissertação são abordados os Sistemas de Acionamento de Velocidade Variável de corrente alternada, que são compostos por “motores de indução trifásica” e Variadores Eletrônicos de Velocidade.

Pretende-se desenvolver e implementar um modelo de um variador de velocidade, em *Matlab-Simulink*, para uso didático. O referido modelo é composto por um bloco de um motor de indução, um bloco inversor composto por *IGBT's* e um bloco de controlo vectorial desenvolvido para controlar a velocidade/binário a partir de uma referência definida.

O foco nesta temática deve-se ao facto de a maioria dos sistemas atuais de distribuição de energia elétrica serem de corrente alternada.

As vantagens dos motores de indução, quando comparados com os de corrente contínua, são as seguintes: simplicidade, baixo custo, máxima eficiência com manutenção mínima e rendimento elevado.

A área industrial é responsável pelo consumo de cerca de 50% da eletricidade produzida a nível mundial, estimando-se que o acionamento de máquinas elétricas e equipamentos mecânicos por motores elétricos representem cerca de  $\frac{2}{3}$  deste consumo.

A utilização de Variadores Eletrônicos de Velocidade tem as seguintes vantagens:

- O consumo de energia elétrica por parte dos motores pode ser reduzida em mais de 50%;
- Controlo da aceleração;
- Controlo de binário;
- Ajuste da taxa de produção;
- Diferentes velocidades de funcionamento, de acordo com uma aplicação específica;

### **Tipos de Aplicação**

#### Transformação Industrial:

- Moinhos;
- Esmagadores;
- Descascadores;
- Misturadores;

#### Transportadores de Sólidos:

- Tapetes;
- Guindastes;
- Elevadores;

#### Transportadores de Líquidos:

- Ventiladores;
- Compressores;
- Bombas;

**Palavras-chave:** Sistemas de Acionamento de Velocidade Variável, Motores de Indução Trifásicos, Variadores Eletrónicos de Velocidade, Controlo Vectorial.







# Abstract

---

In this thesis, the focus will be in AC motors, known as "three-phase induction motors in squirrel cage" and Variable Speed Drives.

It is intended to develop and implement a model of a variable speed drive in Matlab-Simulink for didactic use. Said model is composed of an induction motor block, an inverter block composed of IGBTs and a vector control block developed to control the speed/torque from a defined setpoint.

This focus is due to the fact that most of the power distribution electric systems are supplied by alternating current.

The advantages of AC motors when compared to DC motors are as follows:

- Simplicity;
- Low cost;
- Maximum efficiency with minimal maintenance;
- High efficiency.

The industrial area is responsible for the consumption of about 50% of the electricity produced worldwide. It can be estimated that the actuation of electric machines and mechanical equipment by electric motors represent about 2/3 of this consumption.

With the use of variable speed drives, the consumption of electric power by the motors can be reduced by more than 50%.

## **Types of Application**

### Industrial Transformation

- Mills;

- Crushers;
- Peelers;
- Mixers.

Conveyors of Solids:

- Belt conveyors;
- Cranes;
- Lift Platforms.

Conveyors of Liquids:

- Blower Fans;
- Compressors;
- Pumps.

**Keywords:** AC motors, variable speed drives, drive systems.

# Simbologia

---

$\alpha\beta$  – Sistema de Coordenadas Alfa Beta

$\varphi$  – Desfasamento entre a primeira harmónica da tensão e corrente [radiano]

$\tau_r$  – Atraso Estatístico [segundos, s]

C – Condensador [farad, F]

$dq$  – Sistema de Coordenadas de Park

$f_a, f_b$  – Funções de comando dos semicondutores segundo a componente  $\alpha$  e  $\beta$ , respetivamente.

$f_1, f_2$  e  $f_3$  – Funções de comando dos semicondutores no primeiro, segundo e terceiro braços/ramos, respetivamente.

$f_d, f_q$  – Funções de comando dos semicondutores segundo a componente direta e inversa, respetivamente.

$F_a, F_b$  – Matrizes das funções de comando dos semicondutores segundo a componente  $a$  e  $\beta$ , respetivamente, das tensões à entrada dos semicondutores.

$F_1, F_2$  e  $F_3$  – Matrizes das funções de comando dos semicondutores na primeira, segunda e terceira fases, respetivamente, das tensões à entrada dos semicondutores.

$F_d, F_q$  – Matrizes das funções de comando dos semicondutores segundo a componente direta e inversa, respetivamente, das tensões à entrada dos semicondutores.

$F_s$  – Fluxo numa bobina [weber, Wb]

$i$  – Corrente [ampere, A]

$i_{\alpha\beta}$  – Correntes no sistema de coordenadas  $\alpha\beta$ , [ampere, A]

$i_1, i_2$  e  $i_3 = i_a, i_b$  e  $i_c$  – Corrente na primeira, segunda e terceira fases, respetivamente, [ampere, A]

$i_{123} = i_{abc}$  – Correntes no sistema de coordenadas 123, [ampere, A]  
 $i_0$  – Corrente de carga do barramento DC, [ampere, A]  
 $i_c$  – Corrente no condensador do barramento DC, [ampere, A]  
 $i_{ds}$  – Componente direta da corrente, [ampere, A]  
 $i_{qs}$  – Componente inversa da corrente, [ampere, A]  
 $i_R$  – Corrente à saída do conversor com o sentido rede-barramento DC, [ampere, A]  
 $i_{dq}$  – Correntes no sistema de coordenadas  $dq$ , [ampere, A]  
 $N_s$  – Número de espiras numa bobina.  
 $L$  – Indutância, [henry, H]  
 $L_1, L_2$  e  $L_3$  – Filtro indutivo para a primeira, segunda e terceiras fases, respectivamente, [henry, H]  
 $R$  – Resistência, [ohm,  $\Omega$ ]  
 $R_1, R_2$  e  $R_3$  – Resistência de linha para a primeira, segunda e terceiras fases, respectivamente, [ohm,  $\Omega$ ]  
 $u_\alpha$  – Tensão segundo a componente  $\alpha$ , [volt, V]  
 $u_\beta$  – Tensão segundo a componente  $\beta$ , [volt, V]  
 $u_d$  – Tensão direta, [volt, V]  
 $u_q$  – Tensão inversa, [volt, V]  
 $U_k$  – Tensão no barramento DC, [volt, V]  
 $V_1 = V_a$  – Tensão no ponto médio do primeiro braço do conversor, [volt, V]  
 $V_2 = V_b$  – Tensão no ponto médio do segundo braço do conversor, [volt, V]  
 $V_3 = V_c$  – Tensão no ponto médio do terceiro braço do conversor, [volt, V]  
 $\omega_r$  – Frequência do Rotor [rad/s]

# Índice

<b>1. INTRODUÇÃO.....</b>	<b>1</b>
1.1 OBJETIVOS.....	1
1.1 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO.....	1
<b>2. MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS DE CORRENTE ALTERNADA.....</b>	<b>3</b>
2.1 CONSTRUÇÃO BÁSICA .....	3
2.2 PARTES RESTANTES.....	3
2.3 CRITÉRIOS DE SELEÇÃO DE UM MOTOR ELÉTRICO.....	4
2.4 DISPOSITIVOS DE PROTEÇÃO DE UM MOTOR ELÉTRICO.....	10
2.5 ARRANQUE DE UM MOTOR DE INDUÇÃO.....	10
<b>3. VARIADORES ELETRÔNICOS DE VELOCIDADE.....</b>	<b>11</b>
3.1 CIRCUITO ELÉTRICO E SEUS COMPONENTES .....	11
3.2 APLICAÇÕES E CARACTERÍSTICAS .....	12
3.3 TIPO DE CONSTRUÇÃO .....	13
3.4 ESPECIFICAÇÕES.....	14
3.5 COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA (EMC).....	18
3.1 HARMÔNICOS .....	20
<b>4. PROCESSO DE CONTROLO DE UM VARIADOR ELETRÔNICO DE VELOCIDADE.....</b>	<b>23</b>
4.1 PARAMETRIZAÇÃO DE UM VARIADOR ELETRÔNICO DE VELOCIDADE.....	23
4.2 CONJUNTO DE DADOS.....	24
4.3 ENTRADAS DIGITAIS.....	25
4.4 SAÍDAS DIGITAIS.....	26
4.5 ENTRADAS ANALÓGICAS.....	27
4.6 SAÍDAS ANALÓGICAS .....	28
4.7 MOTOR.....	28
4.8 FUNÇÃO “JOG” .....	29
4.9 SETPOINTS .....	29
4.10 CÁLCULO DO SETPOINT .....	30
4.11 CONTROLO DO MOTOR.....	31
4.12 FUNÇÕES DE PROTEÇÃO .....	32
4.13 EXEMPLO DE PARAMETRIZAÇÃO DE UM VARIADOR ELETRÔNICO DE VELOCIDADE.....	33

<b>5.</b>	<b>MODELO DO CONVERSOR DC-AC.....</b>	<b>35</b>
5.1	<i>Modelo do sistema no sistema de coordenadas 123.....</i>	<i>35</i>
5.2	<i>Modelo do sistema no sistema de coordenadas <math>\alpha\beta</math>.....</i>	<i>47</i>
5.3	<i>Modelo do sistema no sistema de coordenadas dq0.....</i>	<i>50</i>
<b>6.</b>	<b>SIMULAÇÃO DO SISTEMA DC-AC .....</b>	<b>55</b>
6.1	<i>Modelo de simulação numérica.....</i>	<i>55</i>
6.2	<i>Controlo Vectorial do Motor de Indução.....</i>	<i>59</i>
6.3	<i>Parâmetros do Motor Elétrico.....</i>	<i>61</i>
6.4	<i>Simulações.....</i>	<i>68</i>
<b>7.</b>	<b>CONCLUSÃO.....</b>	<b>73</b>
	<b>REFERÊNCIAS DOCUMENTAIS .....</b>	<b>75</b>
	<b>I-ANEXOS.....</b>	<b>77</b>
	<i>Anexo 1 – Transformação de coordenadas.....</i>	<i>78</i>

## Lista de Figuras

FIGURA 1 – NÚMERO E DISPOSIÇÃO DOS PARES DE POLOS DE UM MOTOR DE INDUÇÃO.....	4
FIGURA 2 - EXEMPLOS DE REFRIGERAÇÃO E VENTILAÇÃO DE UM MOTOR ELÉTRICO .....	8
FIGURA 3 - ÍNDICE DE PROTEÇÃO .....	8
FIGURA 4 – TIPOS DE FIXAÇÃO DE UM MOTOR ELÉTRICO .....	9
FIGURA 5 - CIRCUITO ELÉTRICO DE UM VARIADOR ELETRÔNICO DE VELOCIDADE.....	12
FIGURA 6 - CONSTITUIÇÃO DE ARMÁRIO-TIPO.....	13
FIGURA 7 - ILUSTRAÇÃO DE 1º E 2º AMBIENTE INDUSTRIAL. ....	19
FIGURA 8 - CLASSIFICAÇÃO DOS HARMÔNICOS QUANTO Á ORDEM E Á SEQUÊNCIA .....	21
FIGURA 9 - REPRESENTAÇÃO DE ENTRADAS DIGITAIS.....	25
FIGURA 10 - REPRESENTAÇÃO DE SAÍDAS DIGITAIS.....	26
FIGURA 11 - REPRESENTAÇÃO DE ENTRADAS ANALÓGICAS .....	27
FIGURA 12 - REPRESENTAÇÃO DE SAÍDAS ANALÓGICAS.....	28
FIGURA 13 - ESQUEMA GLOBAL DO CONVERSOR COM FUNÇÕES DE COMANDO.....	36
FIGURA 14 - DISPOSIÇÃO DOS VETORES DE TENSÃO SIMPLES NO REFERENCIAL $\alpha\beta$ . ....	41
FIGURA 15 - SISTEMA GLOBAL DO CONVERSOR. ....	42
FIGURA 16 - INVERSOR. ....	56
FIGURA 17 - DIAGRAMA DE BLOCOS DE CONTROLO VECTORIAL.....	56
FIGURA 18 - PRINCÍPIO DE CONTROLO ORIENTADO POR CAMPO VECTORIAL. ....	57
FIGURA 19 - CIRCUITO EQUIVALENTE POR FASE DE UM MOTOR ELÉTRICO.....	57
FIGURA 20 - MODELO SIMULADO .....	60
FIGURA 21 - BLOCO DE CONTROLO VECTORIAL.....	61
FIGURA 22 - PARÂMETROS DO MOTOR ELÉTRICO .....	62
FIGURA 23 - REGULADOR DE CORRENTE .....	63
FIGURA 24 - BLOCO DE CONVERSÃO ABC PARA DQ .....	63
FIGURA 25 - BLOCO DE CONVERSÃO DQ PARA ABC .....	64
FIGURA 26 - CÁLCULO DO FLUXO DO ROTOR.....	65
FIGURA 27 - CÁLCULO DA POSIÇÃO DO FLUXO DO ROTOR .....	65
FIGURA 28 - CÁLCULO DA REFERÊNCIA DO EIXO INVERSO DO ESTATOR .....	66

FIGURA 29 - CÁLCULO DA REFERÊNCIA DO EIXO DIRETO DO ESTATOR .....	66
FIGURA 30 - CONTROLADOR DE VELOCIDADE .....	67
FIGURE 31 - ALTERAÇÃO DE SWITCHES PARA 1ª SIMULAÇÃO .....	68
FIGURA 32 - 1ª SIMULAÇÃO .....	69
FIGURE 33 - ALTERAÇÃO DE SWITCHES PARA 2ª SIMULAÇÃO .....	70
FIGURA 34 - 2ª SIMULAÇÃO .....	71
FIGURE 35 - ALTERAÇÃO DE SWITCHES PARA 3ª SIMULAÇÃO .....	72
FIGURA 36 - 3ª SIMULAÇÃO .....	72



## Lista de Tabelas

TABELA 1 - ESPECIFICAÇÕES-TIPO .....	14
TABELA 2 - UNIDADES DE CONTROLO .....	15
TABELA 3 - COMPONENTES OPCIONAIS NO LADO DA REDE.....	16
TABELA 4 - COMPONENTES OPCIONAIS NO LADO DO MOTOR. ....	17
TABELA 5 - COMPONENTES OPCIONAIS PARA PROTEÇÃO DO MOTOR.....	17
TABELA 6 - DEFINIÇÃO DO 1º E 2º AMBIENTES.....	19
TABELA 7 - DEFINIÇÃO DE CATEGORIAS AMBIENTAIS .....	19
TABELA 8 - LISTA DE ENTRADAS DIGITAIS .....	25
TABELA 9 - LISTA DE SAÍDAS DIGITAIS .....	26
TABELA 10 - LISTA DE ENTRADAS ANALÓGICAS.....	27
TABELA 11 - LISTA DE SAÍDAS ANALÓGICAS .....	28
TABELA 12 - TENSÕES SIMPLES EM FUNÇÃO DAS FUNÇÕES DE COMANDO DOS SEMICONDUTORES. ....	38
TABELA 13 - TENSÕES SIMPLES NO REFERENCIAL $\alpha\beta$ EM FUNÇÃO DAS FUNÇÕES DE COMANDO.....	40



# 1. Introdução

## 1.1 Objetivos

Nesta dissertação, são analisados Sistemas de Acionamento de Velocidade Variável em Baixa-Tensão. Nesse sentido, é importante referir que estes sistemas são compostos por duas vertentes, os Variadores Eletrónicos de Velocidade e os Motores Eléctricos.

O principal objetivo é a compreensão de cada uma das vertentes e a construção de um modelo matemático de um conversor DC-AC com controlo vectorial, para uso didático. O modelo é desenvolvido no programa *Matlab-Simulink*.

## 1.1 Organização da Dissertação

A presente dissertação está dividida em sete capítulos:

Capítulo 1 – Introdução: Nesta secção pretende-se enquadrar o leitor sobre a temática que vai ser tratada e os objetivos do trabalho proposto.

Capítulo 2 – Motores de Indução Trifásicos de Corrente Alternada: Nesta secção, é feita uma análise geral sobre o motor assíncrono trifásico, que é, para todos os efeitos, o elemento base de trabalho dos Sistemas de Acionamento de Velocidade Variável.

Capítulo 3 – Variadores Eletrónicos de Velocidade: Nesta secção é efetuada uma análise sobre as características e princípio de funcionamento dos Variadores Eletrónicos de Velocidade, como a sua composição, possível configuração e instalação de componentes eléctricos e mecânicos.

Capítulo 4 – Processo de Controlo de um Variador Eletrónico de Velocidade: Nesta secção é efetuada uma análise aos métodos existentes de parametrização e controlo de um Variador Eletrónico de Velocidade e que influência têm no comportamento do Sistema de Acionamento de Velocidade Variável.

Capítulo 5 – Nesta secção é descrito o modelo do conversor DC-AC no sistema de coordenadas 123,  $\alpha\beta$  e  $dq$ .

Capítulo 6 – Simulação do Modelo DC-AC: Nesta secção são definidos os parâmetros do motor elétrico e são mostrados os resultados/simulações do controlador desenvolvido.

Capítulo 7 – Conclusão.

## 2. Motores de Indução Trifásicos de Corrente Alternada

### 2.1 Construção Básica

Um motor de indução compreende duas partes eletromagnéticas:

- Parte estacionária, denominada estator;
- Parte rotativa, denominada rotor, suportada em cada extremidade por rolamentos.

Por sua vez, o estator e o rotor são compostos por dois tipos de circuitos:

- Um circuito elétrico, geralmente composto por cobre isolado ou alumínio, para transportar corrente elétrica;
- Um circuito magnético, geralmente composto por aço laminado, para transportar o fluxo magnético.

### 2.2 Partes Restantes

Para completar a construção de um motor de indução são necessárias as seguintes partes restantes:

- Duas “*flanges*”, que suportam os dois rolamentos, um na extremidade do acionamento (*Drive End - DE*) e outro na extremidade oposta (*Non-Drive End - NDE*);
- Veio em aço para transmitir o binário à carga;
- Dois rolamentos para suportar o veio, em *DE* e *NDE*;
- Caixa de terminais na parte superior ou em ambos os lados, para receber as ligações elétricas externas.

### 2.3 Critérios de Seleção de um Motor Elétrico

A construção de um motor de indução deve ser feita de acordo com os requisitos específicos da aplicação em causa, que são os seguintes:

- Potência nominal de saída, em kW ou HP;
- Tensões de Ligação

Segundo a norma EN 60034-1, que determina as normas IEC *Standard*, as tensões de ligação disponíveis são as seguintes:

- 230 V $\Delta$ /400 VY, 50 Hz
- 400 V $\Delta$ /690 VY, 50 Hz
- 500 VY, 50Hz
- 500V $\Delta$ , 50Hz
- Velocidade nominal, dependente do número de polos;

A figura 1 apresenta o número de polos comumente utilizados na área da Indústria.

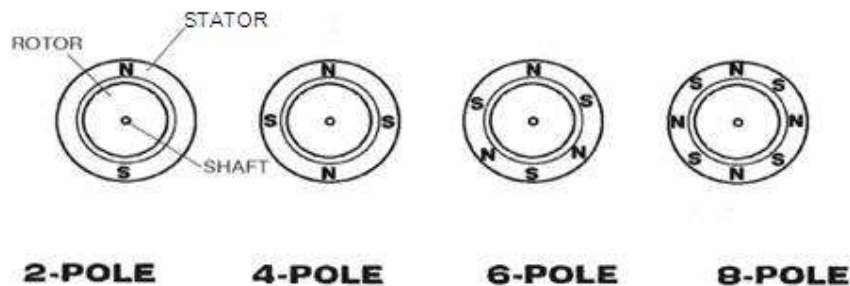


Figura 1 - Número e disposição dos pares de polos de um motor de indução

A velocidade a que gira o fluxo do estator é chamada de velocidade síncrona e, conforme referido acima, depende do número de polos do motor e da frequência da fonte de alimentação.

$$n_0 = \frac{f \cdot 120}{p} \text{ rot/min} \quad (1)$$

Em que:

$n_0$  = Velocidade de rotação síncrona, em rot/min

$f$  = Frequência, em Hz

$p$  = Número de polos

- Ciclo de trabalho;

Vários ciclos de trabalho diferentes são definidos em motores elétricos. De acordo com as normas IEC 34.1 e AS 1359.30, oito tipos de ciclos de trabalho diferentes são definidos pelos símbolos S1 a S8, com as seguintes características:

- S1 - Serviço Contínuo:
  - Operação em carga mecânica constante durante um período de duração suficiente para que o equilíbrio térmico seja alcançado.
- S2 - Serviço de Curto Prazo
  - Operação em carga constante, por um período de tempo inferior ao necessário para alcançar o equilíbrio térmico, seguido de um período de repouso do motor.
  - Os valores de 10 min, 30 min, 60 min e 90 min são períodos recomendados para a duração nominal do ciclo de trabalho.
- S3 - Trabalho periódico intermitente não afetado pelo processo inicial
  - Sequência de ciclos de trabalho idênticos, compreendendo, cada um, um período de operação em carga constante e um período de repouso do motor.

- O período do ciclo de trabalho é muito curto para que o equilíbrio térmico seja atingido.
- A duração de um ciclo de trabalho é de 10 min.
- S4 - Trabalho periódico intermitente afetado pelo processo inicial
  - Uma sequência de ciclos de trabalho idênticos, cada um compreendendo um período de corrente de arranque significativa, um período de operação em carga constante e um período de repouso do motor.
  - O período do ciclo de trabalho é muito curto para que o equilíbrio térmico seja atingido.
- S5 - Trabalho periódico intermitente afetado pelo processo de arranque e por travagem elétrica
  - Uma sequência de ciclos de trabalho idênticos, cada um compreendendo um período de corrente de arranque significativa, um período de operação a carga constante, um período de travagem elétrica rápida e um período de repouso do motor.
  - O período do ciclo de trabalho é muito curto para que o equilíbrio térmico seja atingido.
- S6 - Operação contínua, serviço periódico com carga intermitente
  - Uma sequência de ciclos de trabalho idênticos, cada um compreendendo um período de corrente de arranque significativa, um período de operação a carga constante, um período de travagem elétrica rápida e um período de repouso do motor.
  - O período do ciclo de trabalho é muito curto para que o equilíbrio térmico seja atingido.
  - Os valores recomendados para o fator de duração cíclica são 15%, 25%, 40% e 60%.



- S7 - Trabalho periódico ininterrupto afetado pelo processo de arranque e por travagem elétrica

- Uma sequência de ciclos de trabalho idênticos, cada um compreendendo um período de corrente de arranque, um período de operação a carga constante e um período de travagem elétrica.
- O período do ciclo de trabalho é muito curto para que o equilíbrio térmico seja atingido.

- S8 - Trabalho periódico ininterrupto com velocidade recorrente e mudanças de carga

- Uma sequência de ciclos de trabalho idênticos, compreendendo, cada um, um período de operação em carga constante correspondente a uma velocidade de rotação pré-definida, seguido de um ou mais períodos de operação noutras cargas constantes correspondentes a diferentes velocidades de rotação.
- O período do ciclo de trabalho é muito curto para que o equilíbrio térmico seja atingido.

- Temperatura Ambiente (*de-rating* associado);
- Altitude (*de-rating* associado);
- Humidade (*de-rating* associado);
- Tipo de Refrigeração e Ventilação;

O arrefecimento dos motores elétricos é extremamente necessário para transferir continuamente o calor para um meio de arrefecimento, como o ar. Os diferentes métodos de refrigeração das máquinas rotativas estão classificados nas normas IEC 34.6 e AS 1359.21. São apresentados alguns exemplos na figura 2.

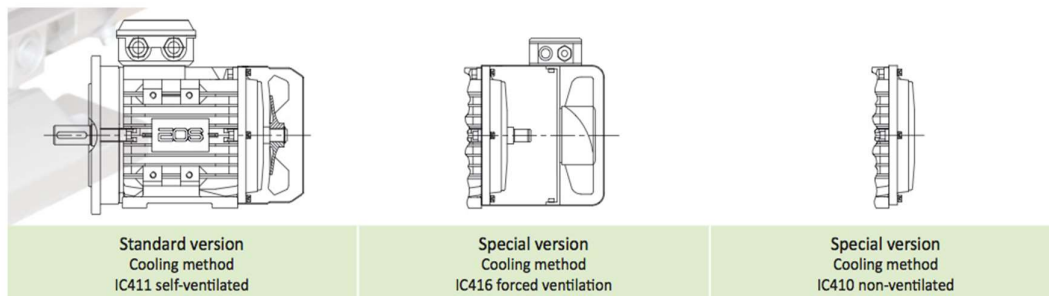


Figura 2 - Exemplos de Refrigeração e Ventilação de um Motor Elétrico

- Índice de Proteção;

O índice de proteção (IP) de um motor elétrico é classificado de acordo com as normas IEC 34.5 e AS 1359.20.

O sistema usado para descrever o Índice de Proteção é o seguinte:

- Um prefixo que compreende as letras IP (índice de proteção).
- O prefixo é seguido de três números que representam:
  - Proteção contra contato e entrada de objetos sólidos, como poeira.
  - Proteção contra a entrada de líquidos, como a água.

São apresentados os vários índices de proteção existentes na figura 3.

		L Í Q U Í D O S								
		Sem Proteção	Contra gotejamento na vertical	Contra gotejamento (inclinação vertical 15°)	Contra borrifos (inclinação de até 60°)	Contra espirros de água	Contra fracos jatos de água	Contra fortes jatos de água	Contra imersão até 01 metro	Contra imersão até 03 metros
		0	1	2	3	4	5	6	7	8
S O L I D O S	Sem Proteção	0	IP00	IP01	IP02					
	Contra objetos sólidos maiores que 50mm	1	IP10	IP11	IP12	IP13				
	Contra objetos sólidos maiores que 12,5mm	2	IP20	IP21	IP22	IP23				
	Contra objetos sólidos maiores que 2,5mm	3	IP30	IP31	IP32	IP33	IP34			
	Contra objetos maiores que 1mm	4	IP40	IP41	IP42	IP43	IP44	IP45	IP46	
	Contra acumulação de pó	5					IP54	IP55	IP56	
	Contra penetração de pó	6						IP65	IP66	IP67

Figura 3 - Índice de Proteção

- Tipo de Fixação;

Os motores elétricos estão disponíveis em vários tipos de construção e montagem, classificados de acordo com as normas IEC 34.7 e AS 1359.22.

O sistema usado para descrever o tipo de montagem é o seguinte:

- Um prefixo que compreende as letras IM (índice de montagem).
- Este prefixo é seguido de duas letras que representam:
  1. Letra B representa montagem horizontal, comumente designada por “Fixação por patas”. Este tipo de fixação pode, ou não, ter uma “flange” instalada.
  2. Letra V representa montagem vertical, comumente designada por “Fixação por patas”. Este tipo de fixação pode, ou não, ter uma “flange” instalada.

São apresentados os vários tipos de montagem existentes na figura 4.

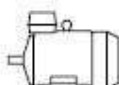

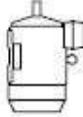
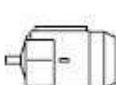

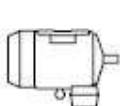
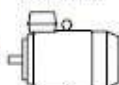

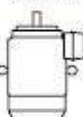
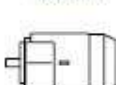
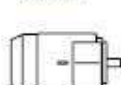
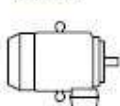
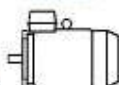

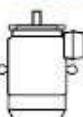

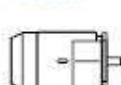
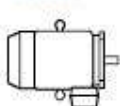
Code I	IM B3	IM V5	IM V6	IM B6	IM B7	IM B8
Code II	IM 1001	IM 1011	IM 1031	IM 1051	IM 1061	IM 1071
Foot-motor.						
Code I	IM B5	IM V1	IM V3	*)	*)	*)
Code II	IM 3001	IM 3011	IM 3031	IM 3051	IM 3061	IM 3071
Flange-mounted motor, large flange with clearance fixingholes.						
Code I	IM B14	IM V18	IM V19	*)	*)	*)
Code II	IM 3601	IM 3611	IM 3631	IM 3651	IM 3661	IM 3671
Flange-mounted motor, small flange with tapped fixingholes.						

Figura 4 - Tipos de Fixação de um Motor Elétrico

## 2.4 Dispositivos de Proteção de um Motor Elétrico

### Sensores de Temperatura

- Termístores PTC;
- Termístores NTC;
- Sensor de Temperatura KTY 84;
- Sondas PT1000;
- Sondas PT100;
- Resistências Anti-Condensação

## 2.5 Arranque de um Motor de Indução

A maioria dos motores de indução são suficientemente robustos para serem acionados diretamente da rede de alimentação. Porém, este tipo de arranque pode ter um consumo de corrente, sete a oito vezes, superior à corrente nominal do motor durante a fase inicial de arranque, o que pode causar graves danos tanto no próprio equipamento, como na instalação elétrica.

Para reduzir a corrente de arranque, o que é especialmente importante em motores de potência elevada, podem ser usados os seguintes métodos:

- Arranque em “estrela-triângulo”;

O arranque em “estrela-triângulo” é de grande aplicação nos motores de indução trifásicos e é de uso obrigatório em potências acima de 4kW.

Este tipo de arranque faz-se em dois tempos. O sistema consiste em ligar os enrolamentos do estator em estrela e, logo que o motor arranque, ligá-los em triângulo, que é o modo mais comum de funcionamento. Esta técnica reduz a corrente de arranque em cerca de  $\frac{1}{3}$  do seu valor em arranque direto.

- Variador Eletrónico de Velocidade.

É objeto de fundamentação no capítulo seguinte.

## 3. Variadores Eletrônicos de Velocidade

Os variadores eletrônicos de velocidade são utilizados para controlar a velocidade de máquinas elétricas. Os motores de indução, abordados no capítulo anterior, são motores de velocidade constante. Na maioria das aplicações, hoje em dia, se a velocidade do motor variar consoante as alterações das condições do processo, o consumo de energia pode ser consideravelmente reduzido.

A velocidade de um motor de indução é controlada a partir da alteração da frequência de alimentação elétrica, proporcionalmente (equação (1)).

### 3.1 Circuito Elétrico e seus componentes

- Unidade Retificadora

É alimentada pela rede elétrica, podendo ser unidirecional ou bidirecional. Se a unidade de corrente alternada for unidirecional, o motor pode ser acelerado e, conseqüentemente, começar a rodar, através da energia da rede. Se for bidirecional, a energia mecânica do motor e da máquina acionada pode ser aproveitada e injetada de volta à rede elétrica (processo regenerativo).

O circuito elétrico pode ser composto por díodos ou tirístores.

- Circuito de Corrente Contínua

A energia elétrica proveniente da unidade retificadora é armazenada neste circuito em bancos de condensadores de alta potência.

- Unidade Inversora

A energia elétrica armazenada no circuito de corrente contínua é utilizada pela unidade inversora.

São utilizadas técnicas de modulação para criar as 3 fases de corrente alternada necessárias à saída para alimentar o motor de indução, ajustando a frequência às necessidades de cada aplicação e processo.

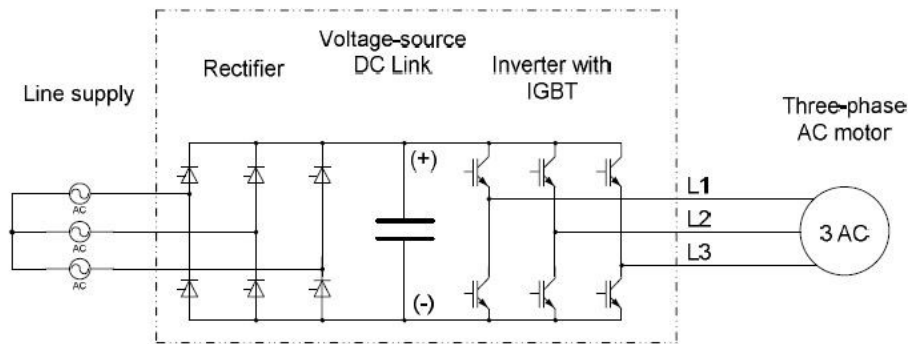


Figura 5 - Circuito Elétrico de um Variador Eletrônico de Velocidade

### 3.2 Aplicações e Características

Os variadores eletrônicos de velocidade que irão ser estudados e analisados são projetados para a área da Indústria de Processos, por forma a responder aos requisitos exigidos para o bom funcionamento de, por exemplo, bombas e ventiladores.

Hoje em dia, todos os fabricantes destes equipamentos têm como principal objetivo o fácil manuseamento em todas as fases de operação, pelo que vários fatores são considerados:

- Design compacto, modular, de fácil manutenção e acesso.
- Configuração e comissionamento simples.
- Comissionamento rápido, orientado por menus, sem parametrização complexa.
- Monitorização/diagnóstico objetivos e convenientes do variador.

- Preparado para ligar/integrar na rede de automação disponível.

Os processos de desenvolvimento, projeto e construção destes equipamentos terão de estar certificados de acordo com a norma DIN ISO 9001.

### 3.3 Tipo de Construção

Uma ampla gama de componentes elétricos e mecânicos permite que o sistema de acionamento seja otimizado para os requisitos apropriados, pelo que existem dois tipos de construção (chassis ou armário).

A construção em armário é a mais comum na área da Indústria, que é o foco desta tese, pelo que será o tipo que irá ser estudado e analisado.

Este tipo de construção permite a instalação de todos os componentes de ligação de linha disponíveis, como disjuntor principal, contator principal, fusíveis, filtro de supressão de interferência de rádio (EMC/RFI) e componentes do motor (por exemplo, indutâncias de saída, filtro  $dV/dt$ ), entre outros.

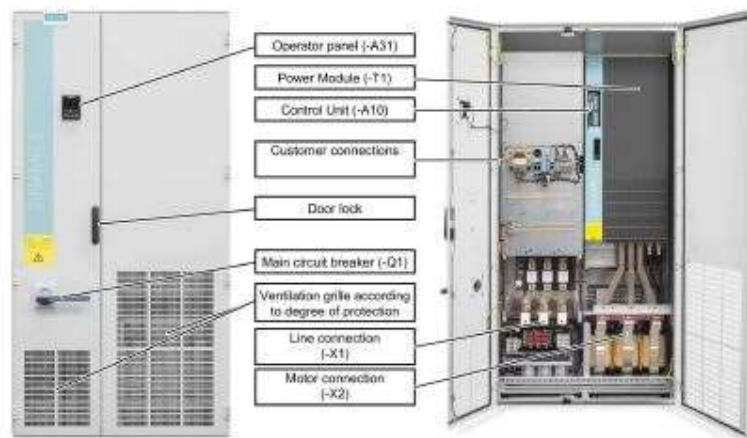


Figura 6 - Constituição de Armário-Tipo

### 3.4 Especificações

Para uma correta configuração e escolha do variador eletrônico de velocidade, são necessárias várias informações e especificações sobre o acionamento pretendido.

Na tabela 1, estão descritas as especificações necessárias para os fabricantes dos variadores procederem ao seu correto dimensionamento.

**Tabela 1 - Especificações-Tipo**

Especificação	Exemplo	Significado
Lado da Rede	380-480 V 50-60 Hz 470 A	Tensão de ligação Frequência de rede Corrente de Entrada Nominal
Lado da Saída	0-480 V 460 A	Tensão de Saída Corrente de Saída Nominal
Temperatura	+0° a +40°C	Faixa de temperatura ambiente dentro da qual o variador pode operar com 100% da carga.
Índice de Proteção	IP 20	Padrões internacionais definidos pela norma IEC60529.
Capacidade de Sobre-carga	<i>Low-Duty</i> ou <i>Heavy-Duty</i>	Capacidade do variador em trabalhar em sobrecarga durante um intervalo de tempo (controlo de tensão e de corrente).
Método de Arrefecimento	AF	A: Meio de arrefecimento: ar F: Método de circulação: Arrefecimento forçado (ventoinha).
Potência Nominal	250kW	

Além das especificações apresentadas na *Table 1*, deve ser definido o protocolo de comunicação do equipamento, conforme apresentado na *Table 2*.



Tabela 2 - Unidades de Controlo

Unidades de Controlo (Tipo de Comunicação)
PROFINET
PROFIBUS
Modbus
CAN OPEN

- Protocolo de Comunicação Profibus

Este tipo de comunicação é usado em sistemas de controlo de automação industrial, onde estão incluídos os Sistemas de Acionamento Variável, o foco desta dissertação.

A rede Profibus permite a operação conjunta de equipamentos e dispositivos. Este tipo de comunicação pode ser entendido como um sistema “*Master-Slave*”. Os dispositivos *Master* determinam a comunicação de dados num barramento e possuem o direito de acesso ao mesmo. Os dispositivos “*Slave*” são considerados dispositivos de periferia, como variadores eletrónicos de velocidade, motores elétricos, posicionadores, transmissores, etc.

- Protocolo de Comunicação Profinet

O protocolo de comunicação Profinet é a evolução do protocolo Profibus, num formato diferente, que permite atender uma ampla gama de aplicações exigidas pela área industrial. No entanto, é importante realçar que o Profibus não está em “fim de vida”, bem pelo contrário, uma vez que é um protocolo consolidado.

Este protocolo funciona através do padrão Ethernet e possibilita a comunicação entre o sistema de supervisão, sistema de controlo e dispositivos de campo, respeitando os requisitos de desempenho de cada um.

As vantagens do uso da rede Profinet passam pela verticalização da informação sem uso de interfaces adicionais (estrutura Ethernet), o que possibilita tomadas de decisão de manutenção através de sistemas de gestão, antecipando

falhas e avarias nos sistemas de automação facilmente rastreáveis pelos sistemas de engenharia.

Depois de escolhido o tipo de variador, baseado nas especificações dadas acima, existem uma série de componentes elétricos e mecânicos que podem ser considerados e incluídos, para garantir o melhor desempenho possível do sistema de acionamento em que irá ser incluído.

Esta ampla variedade de componentes opcionais pode ser dividida da seguinte forma:

**Tabela 3 - Componentes opcionais no lado da rede.**

<b>Lado da Entrada (Rede)</b>
Indutâncias de Linha [1]
Filtros de linha
Contactador Principal
Disjuntores

- Filtro EMC/RFI – Categoria C2

Para limitar a interferência emitida, os variadores eletrônicos de velocidade são, normalmente, equipados com um filtro de supressão de interferências de rádio, em conformidade com os limites definidos na categoria C3.

O uso no primeiro ambiente (categoria C2) de acordo com EN61800-3 é possível com recurso a um filtro de linha, conhecido como EMC/RFI.

- Contactador de Potência

A sua finalidade principal é o seccionamento das 3 fases do sistema trifásico de alimentação, permitindo, assim, que o contactor de potência atue como um interruptor para a alimentação do variador.

Desta forma, o controlo da alimentação pode ser feito ligando ou desligando o contactor.

- Disjuntores/Interruptores

É um dispositivo eletromecânico que tem a finalidade de proteger uma instalação elétrica contra danos provocados por curto-circuitos e sobrecargas

elétricas. Os disjuntores detetam picos de corrente que não poderão ser suportáveis pelo circuito, interrompendo imediatamente a sua condução.

**Tabela 4 - Componentes opcionais no lado do motor.**

<b>Lado da Saída (Motor)</b>
Filtro $dV/dt$
Indutâncias de Saída

- Filtro  $dV/dt$

O filtro  $dV/dt$  compreende dois componentes: reatância  $dV/dt$  e o limitador de pico de tensão, que eliminam os picos de tensão nos terminais do motor. Estes filtros são projetados para uso com motores para os quais a intensidade de tensão do sistema de isolamento é desconhecida, ou insuficiente, e nos casos em que o sistema de acionamento está a uma grande distância da saída do variador (acima de 150m).

Os filtros  $dV/dt$  são construídos e têm de cumprir os requisitos de acordo com a norma IEC 60034-25:2007.

**Tabela 5 - Componentes opcionais para proteção do motor.**

<b>Proteções do Motor</b>
Botões de emergência instalados na porta do armário.
Unidade de proteção do motor através de termístores (alarme)
Unidade de proteção do motor através de termístores ( <i>shutdown</i> )
Unidade de proteção do motor através de sondas PT100 (disparo)

- Unidade de proteção do motor através de termístores

Esta componente opcional inclui um dispositivo de proteção do motor com termístor para sensores de temperatura PTC (termístores PTC) para alarme e *shutdown*. A unidade de proteção do motor do termístor é avaliada internamente no variador, com ligação aos seus terminais.

- Unidade de proteção do motor através de sondas PT100

Normalmente, os canais de medição são divididos em dois grupos de 3 canais cada. Isto acontece porque, em motores equipados com este tipo de sondas, permite que as PT100 nos enrolamentos do estator e as Pt100 nos rolamentos do motor possam ser monitorizadas.

### **3.5 Compatibilidade Eletromagnética (EMC)**

Compatibilidade eletromagnética (EMC) descreve a capacidade de um dispositivo elétrico funcionar de forma segura num ambiente eletromagnético, sem causar interferência para outros equipamentos no mesmo ambiente.

Os filtros EMC representam um recurso de qualidade para:

- Imunidade ao ruído interno: resistência a perturbações elétricas internas;
- Imunidade ao ruído externo: resistência contra perturbações eletromagnéticas externas;
- Nível de emissão de ruído: efeitos ambientais causados por emissões eletromagnéticas.

Para garantir que um variador eletrónico de velocidade funciona de forma segura e a fim de alcançar uma maior confiabilidade operacional e imunidade ao ruído de um sistema completo (variador, automação motor elétrico, máquina de acionamento), devem ser tomadas precauções que garantam o cumprimento dos requisitos legais especificados (2014/30 / UE).

Os sistemas de acionamento de velocidade variável estão ao abrigo da norma EN 61800-3, que especifica os requisitos EMC para variadores com tensões de ligação inferiores a 1000V.

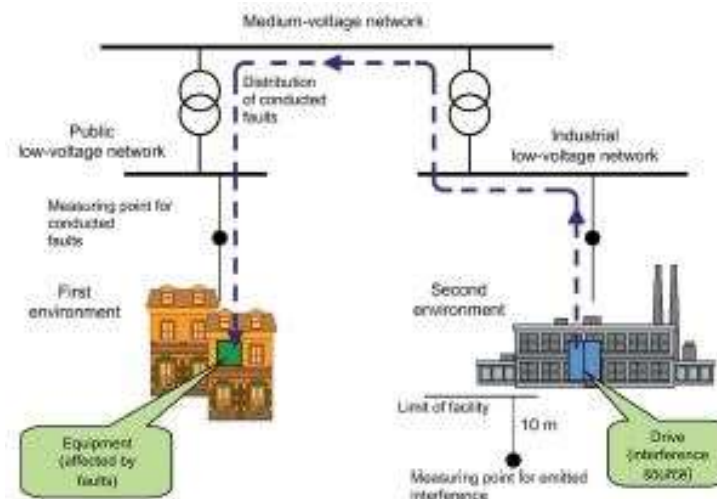


Figura 7 - Ilustração de 1º e 2º Ambiente Industrial.

Tabela 6 - Definição do 1º e 2º ambientes.

1º Ambiente	Edifícios residenciais ou locais, nos quais o sistema de acionamento está ligado a uma rede pública de fornecimento de baixa tensão, sem um transformador.
2º Ambiente	Locais industriais fornecidos por uma rede de média tensão, através de um transformador separado.

Tabela 7 - Definição de categorias ambientais

Categoria C1	Tensão nominal <1000 V; uso ilimitado no primeiro ambiente.
Categoria C2	Tensão nominal para sistemas de acionamento estacionário <1000 V, para uso no segundo ambiente. Para uso no primeiro ambiente somente quando vendido e instalado por entidades qualificadas.

Categoria C3	Tensão nominal <1000 V; uso no segundo ambiente.
Categoria C4	Tensão nominal ≥1000 V ou para correntes nominais ≥ 400 A; em sistemas complexos no segundo ambiente.

### 3.6 Harmónicos

A geração de harmónicos pode ser considerado o maior problema relacionado com a aplicação de Variadores Eletrônicos de Velocidade. Estes equipamentos perturbam e são suscetíveis de serem perturbados, sendo por isso necessário estabelecer limites para essas perturbações.

Os harmónicos são, habitualmente, medidos não individualmente, mas coletivamente tendo como denominação Taxa Global de Distorção Harmónica (THD), que consiste no valor eficaz da corrente ou tensão do somatório de todas as frequências de harmónico, dividido pelo valor eficaz da corrente ou tensão da frequência padrão utilizada como sendo o resultado da seguinte expressão:

$$THD = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} \left(\frac{Y_h}{Y_1}\right)^2} \quad (2)$$

Em que:

$Y_h$  = Função periódica de ordem  $h$

$Y_1$  = Função periódica de ordem 1

De acordo com a norma NP EN 50160, Os harmónicos frequentemente encontradas nos casos de redes trifásicas, na prática as mais incômodos, são os harmónicos de ordem ímpar pois do ponto de vista dos cabos elétricos trifásicos de Baixa Tensão (BT) verifica-se um acréscimo das perdas no condutor de retorno (neutro), pois as correntes não se anulam entre si, somando-se no neutro podendo em certos casos atingir valores elevados colocando o condutor do neutro em sobrecarga, constituindo isso um problema para a instalação e equipamentos a ela ligados. Daí que os harmónicos múltiplos de 3ª ordem têm uma tensão relativa normalizada mais restritiva

Harmónico	Fundamental	2º	3º	4º	5º	6º	7º	8º	9º
Frequência (HZ)	50	100	150	200	250	300	350	400	450
Sequência	+	-	0	+	-	0	+	-	0

**Figura 8 - Classificação dos harmónicos quanto á ordem e á sequência**

A indutância de linha, mencionada na tabela 3, é o componente opcional utilizado e recomendado para minimizar estas correntes harmónicas.[1]

A indutância de linha permite assegurar uma melhor proteção contra sobretensões da rede e reduzir as taxas de correntes harmónicas produzidas pelo variador eletrónico de velocidade, desenvolvidas por forma a respeitar os valores estipulados na norma EN 50178.







## 4. Sistema de Controlo de um Variador Eletrónico de Velocidade

Este capítulo descreve como parametrizar um variador eletrónico de velocidade e como adaptar a função de entradas e saídas digitais e analógicas individuais do variador eletrónico de velocidade.

### 3.1 Parametrização de um Variador Eletrónico de Velocidade

Cada parâmetro é identificado por um número de parâmetro único e por atributos específicos (por exemplo, leitura, gravação, atributo de grupo,...).

Os seguintes parâmetros ajustáveis podem ser considerados como exemplo:

- Parâmetros ajustáveis (escrita/leitura)

Estes parâmetros têm um impacto direto no comportamento de uma função.

Exemplo: Tempo de aceleração e desaceleração de um motor.

- Exibir parâmetros (leitura)

Estes parâmetros são usados para exibir variáveis internas.

Exemplo: corrente instantânea do motor.

Os parâmetros podem ser divididos em conjuntos de dados, da seguinte forma:

- Parâmetros independentes do conjunto de dados

Estes parâmetros existem apenas uma vez.

- Parâmetros dependentes do conjunto de dados

Estes parâmetros podem existir várias vezes e podem ser endereçados através do índice de parâmetros para leitura e escrita. Uma distinção é feita entre vários tipos de conjunto de dados:

- Conjunto de dados de comando

Parametrizando vários conjuntos de dados de comando e alternando entre eles, o variador pode trabalhar com diferentes fontes de sinal pré-configuradas.

- Conjunto de dados do Variador

O conjunto de dados do variador contém os parâmetros para alternar entre diferentes configurações de controlo do mesmo.

## **4.2 Conjunto de Dados**

Para muitas aplicações, é benéfico mais de um parâmetro ser alterado simultaneamente por meio de um sinal externo durante a operação, ou quando o sistema estiver pronto para operação.

Isto pode ser realizado usando parâmetros endereçados, em que os mesmos são agrupados num conjunto de dados, de acordo com sua funcionalidade. O endereçamento permite várias configurações diferentes.

Um conjunto de dados contém vários parâmetros ajustáveis:

- Pontos de ajuste de velocidade fixa;
- Limites de velocidade mínima/máxima;
- Dados característicos da função de rampa do motor;
- Dados característicos do controlador.

### 4.3 Entradas Digitais

São consideradas como padrão a seguinte lista de entradas digitais disponíveis num variador de velocidade:

Tabela 8 - Lista de Entradas Digitais

BI	Significado	BI	Significado
p_1	ON/OFF	p_8	Ligar a fonte de sinal
p_2	OFF 2	p_9	Reconhecimento de falhas no sistema
p_3	OFF 3	p_10	Falha externa
p_4	Ativar operação	p_11	Alarme externo
p_5	Seleção do valor de referência ( <i>setpoint</i> ) de velocidade fixa 0	p_12	Controlo de dois/três fios (comando de controlo 1)
p_6	Potenciômetro motorizado	p_13	Controlo de dois/três fios (comando de controlo 2)
p_7	Inversão do valor de referência ( <i>setpoint</i> )	p_14	Controlo de dois/três fios (comando de controlo 3)

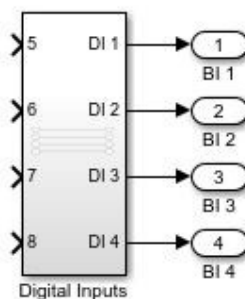


Figura 9 - Representação de Entradas Digitais

#### 4.4 Saídas Digitais

São consideradas como padrão a seguinte lista de saídas digitais disponíveis num variador de velocidade:

Tabela 9 - Lista de Saídas Digitais

BI	Significado	BI	Significado
r_1	Pronto para ligar	r_8	Desvios existentes entre valor de referência/velocidade real
r_2	Entrar em operação	r_9	Velocidade máxima atingida
r_3	Operação ativada	r_10	Velocidade mínima atingida
r_4	Falha ativa	r_11	Corrente do motor/limite de binário atingido
r_5	Entrar em <i>stand-by</i> (OFF 2)	r_12	Sobreaquecimento do motor (alarme)
r_6	Paragem rápida ativa (OFF3)	r_13	Sentido de rotação do motor (horário/anti-horário)
r_7	Alarme ativo	r_14	Sobrecarga do variador (alarme)

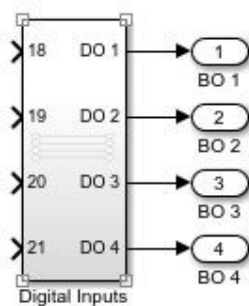


Figura 10 - Representação de Saídas Digitais

## 4.5 Entradas Analógicas

São consideradas como padrão a seguinte lista de entradas analógicas disponíveis num variador de velocidade:

Tabela 10 - Lista de Entradas Analógicas

BI	Significado
p_20[xxx]	Valores de referência de tensão de entrada.
p_21[xxx]	Valores de referência de corrente de entrada
p_22	Sensor de temperatura (KYC-84)
p_23	Sensor de temperatura (termístores PTC)
p_24	Sensor de temperatura (termístores PT1000)

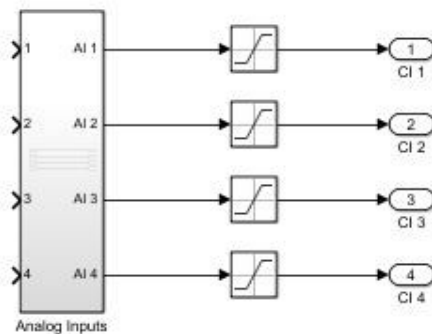


Figura 11 - Representação de Entradas Analógicas

## 4.6 Saídas Analógicas

São consideradas como padrão a seguinte lista de saídas analógicas disponíveis num variador de velocidade:

Tabela 11 - Lista de Saídas Analógicas

BI	Significado
r_20[xxx]	Tensão de saída
r_21[xxx]	Corrente de saída
r_22	Temperatura
r_23	Valor real da velocidade
r_24	Valor real de frequência

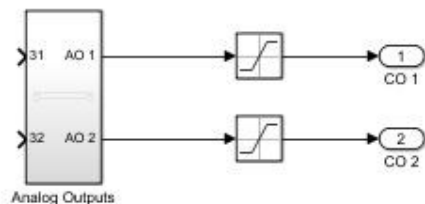


Figura 12 - Representação de Saídas Analógicas

## 4.7 Motor

Ao ser ligada a tensão de alimentação, o variador entra no estado “Pronto para ligar”. Neste estado, o variador aguarda o comando para ligar o motor:

- O variador liga o motor com o comando *ON* → O variador muda para o estado “Entrar em operação”.
- O variador trava o motor após o comando *OFF1*, desligando o motor assim que o estado de repouso for atingido → O variador está novamente “Pronto para ligar”.

Além do comando OFF1, podem existir, por segurança, outros comandos usados para desligar o motor:

- *OFF2* – o variador é imediatamente desligado eletricamente, fazendo com que o motor desacelere.
- *OFF3* – O variador trava o motor com o tempo definido previamente. Depois de atingir o repouso, o variador desliga o motor. Este comando é frequentemente usado em situações excepcionais onde é necessário travar mecanicamente o motor, num curto espaço de tempo.

#### **4.8 Função "JOG"**

A função "JOG" é usada para acionar e controlar o motor a uma velocidade baixa.

Com esta função, o motor é desligado/ligado através de uma entrada digital. Quando o motor é acionado, acelera para um "*setpoint*" previamente definido (rotação do motor no sentido anti-horário e no sentido horário).

#### **4.9 Setpoints**

Num variador, o *setpoint* principal deve ser previamente definido. Normalmente, especifica a velocidade do motor que vai ser acionado.

O *setpoint* principal pode ser definido por:

- Entrada analógica
- Barramento do variador
- Potenciômetro motorizado simulado no variador
- Pontos de ajuste fixos gravados no variador

Em muitas aplicações, após acionar o motor, é necessário que o motor se mantenha a uma velocidade constante ou acelere/desacelere ao longo do tempo.

#### 4.10 Cálculo do *Setpoint*

Os *setpoints* definidos podem ser processados de várias formas, que são, de seguida, enumeradas e explicadas:

- Inversão

Com este método, o parâmetro definido sofre a seguinte alteração:

- Direção de Rotação do Motor

Permite a escolha da direção de rotação do motor, definido pelo utilizador e de acordo com as necessidades do sistema de acionamento. Este controlo é feito através da programação do parâmetro definido:

- Velocidade Mínima

O variador impede a operação contínua do motor a velocidades inferiores à velocidade mínima definida.

Velocidades, onde o valor absoluto é menor que a velocidade mínima, só são possíveis durante os processos de arranque ou paragem do motor.

- Limitação de Velocidade Máxima

A velocidade máxima limita a faixa de valores nominais de velocidade para ambas as direções de rotação.

- Gerador de função de rampa

O comando “Gerador de função de rampa” limita, no tempo, a mudança de velocidade, já definida. Como consequência, o motor acelera e trava mais suavemente, reduzindo esforço mecânico no respetivo acionamento.

Os tempos ótimos de aceleração e desaceleração podem ser definidos de acordo com a necessidade e requisitos da aplicação em causa. Podem ser considerados os seguintes exemplos:

- Tapetes transportadores (regime de trabalho pesado), que exigem intervalos de tempo curtos (na ordem dos ms).
- Bombas de água e ventiladores (regime de trabalho constante), que permitem intervalos de tempo maiores.



- Exemplo de uso do “Gerador de função de rampa”

Para definir os tempos ótimos de aceleração e desaceleração do motor, o processo de controlo deve ser o seguinte:

1. Acionar o motor.
2. Avaliar o funcionamento:
  - a. Se o motor acelerar mais lento que o desejado, reduzir o tempo de aceleração.
  - b. Se o motor acelerar mais rápido que o desejado, aumentar o tempo de aceleração.
3. Desligar o motor
4. Avaliar o funcionamento:
  - a. Se o motor desacelerar mais lentamente que o desejado, reduzir o tempo de desaceleração.
  - b. Se o motor desacelerar mais rapidamente que o desejado, aumentar o tempo de desaceleração.

#### **4.11 Controlo do Motor**

- Controlo Vectorial ou Controlo  $V/f$

Os motores elétricos devem, preferencialmente, trabalhar em regime de controlo vectorial, pelos seguintes motivos:

- A velocidade é mais estável quando existem variações de carga no motor.
- Tempos de aceleração mais curtos quando o *setpoint* é alterado.
- Aceleração e travagem são possíveis com um binário máximo ajustável.
- Proteção adicional do sistema de acionamento, como resultado da limitação de binário ajustável.

No entanto, em alguns casos o controlo vectorial não é possível, como por exemplo:

- Quando a potência nominal do motor é menor em comparação com a do variador (a potência nominal do motor não deve ser inferior a um quarto da potência nominal do variador).
- Se vários motores estiverem a ser acionados por apenas um variador.

- Controlo Vectorial

O controlo de velocidade calcula a carga e o escorregamento do motor. Como resultado deste cálculo, o variador controla a tensão e a frequência de saída, para que a velocidade do motor esteja alinhada com o *setpoint* definido.

- Controlo  $V/f$

O controlo  $V/f$  define a tensão nos terminais do motor, com base no *setpoint* definido.

A relação entre o ponto de ajuste de velocidade e a tensão do estator é calculada usando curvas características. A frequência de saída requerida é calculada com base no *setpoint* de velocidade e no número de pares de polos do motor.

#### 4.12 Funções de Proteção

Um variador eletrónico de velocidade oferece funções de proteção contra sobreaquecimento para os seus componentes e para os componentes do motor.

- Monitorização de temperatura no variador

A temperatura de um variador é essencialmente definida pelos seguintes factores:

- Temperatura ambiente
- Perdas de comutação

É possível parametrizar o variador no sentido de evitar sobreaquecimento descontrolado.

As variáveis de controlo parametrizáveis para evitar sobreaquecer um variador são as seguintes:

- Redução da corrente de saída ou da frequência de saída

- Desligar o sistema quando o limite de sobrecarga é atingido
- Redução da frequência de pulso
- Monitorização da temperatura do motor por sensor de temperatura

Conforme o capítulo 1, podem ser usados os seguintes sensores para proteger o motor contra sobreaquecimentos:

- Sensor PTC
- Sensor KTY84
- PT1000
- PT100

Para monitorizar a temperatura, é necessário definir parâmetros de leitura dos sensores que irão ser controlados pelo variador, tais como:

- Especificar o método de arrefecimento do motor
- Especificar o tipo de sensor de temperatura do motor
- Definir o limite de temperatura do motor (alarme)
- Definir o limite de temperatura do motor (falha)

#### **4.13 Exemplo de Parametrização de um Variador Eletrónico de Velocidade**

Variáveis a ser definidas:

- Potência Nominal do Variador
- Potência Nominal do Motor
- Binário do Motor
- Momento de Inércia do Motor
- Peso do Motor



## 5. Modelo do Conversor DC-AC

No presente capítulo será descrito o modelo do conversor DC-AC no sistema de coordenadas 123,  $\alpha\beta$  e  $dq$ . Para tal, a partir do modelo global do conversor, obteve-se as equações do sistema, apresentando na forma mais simplificada no final. Com isto será obtido, para os três sistemas de coordenadas, o modelo matemático representativo do conversor trifásico (Transformadas de Park). São vistas as combinações possíveis de funcionamento dos semicondutores de potência, que se caracterizam pelas funções de comando, que foram introduzidas no modelo do conversor. Estas combinações e respectivas funções de comando, permitem definir os vários vetores de tensão disponíveis, inicialmente no sistema de coordenadas 123 e depois em  $\alpha\beta$ . Estes vetores podem ser usados para vários tipos de controlo.

### 5.1 Modelo do sistema em coordenadas 123

Na Figura 13 é apresentado o esquema global constituído pela rede elétrica, linha, conversor estático de potência e barramento de corrente contínua. A rede elétrica é representada pelo sistema trifásico de tensões  $e_1$ ,  $e_2$  e  $e_3$ . A linha pelos resistores  $R_1=R_2=R_3=R$  e indutâncias  $L_1=L_2=L_3=L$ . O conversor estático de potência está representado pelos seis IGBT's e o barramento de corrente contínua pelo condensador  $C$ . para as correntes na linha ( $i_1$ ,  $i_2$ ,  $i_3$ ) e no barramento de corrente contínua ( $i_R$ ,  $i_C$ ,  $I_0$ ) foram adotados os sentidos representados também na Figura 13.

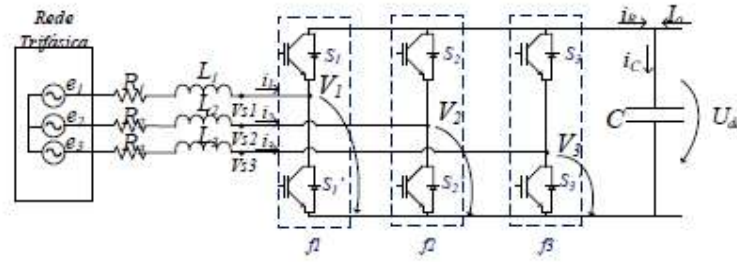


Figura 13 - Esquema global do conversor com funções de comando.

As funções de comando do conversor,  $f_1$ ,  $f_2$  e  $f_3$ , exibidas na Figura 13, são obtidas para comando dos três semicondutores do ramo superior,  $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_3$  respectivamente, assim como os seus complementares no ramo inferior,  $S'_1$ ,  $S'_2$  e  $S'_3$ . Notemos ainda que os semicondutores são considerados ideais para facilidade de cálculos. Assim sendo, as funções de comando são dadas em (5-1). Para cada semicondutor o estado de condução é "on" e ao corte é "off".

$$\begin{aligned} f_1 &\rightarrow \begin{cases} 1 \rightarrow S_1 \text{ on}; S'_1 \text{ off}; \\ 0 \rightarrow S_1 \text{ off}; S'_1 \text{ on}; \end{cases} \\ f_2 &\rightarrow \begin{cases} 1 \rightarrow S_2 \text{ on}; S'_2 \text{ off}; \\ 0 \rightarrow S_2 \text{ off}; S'_2 \text{ on}; \end{cases} \\ f_3 &\rightarrow \begin{cases} 1 \rightarrow S_3 \text{ on}; S'_3 \text{ off}; \\ 0 \rightarrow S_3 \text{ off}; S'_3 \text{ on}; \end{cases} \end{aligned} \quad 5-1$$

As tensões no ponto comum de cada braço do conversor ( $V_{s1}$ ,  $V_{s2}$ ,  $V_{s3}$ ) são obtidas pelos estados das funções de comando.

Analisando as funções de comando, podemos concluir que as tensões no ponto comum de cada braço serão dadas pelas funções de comando já associadas à tensão no barramento DC, (5-2).

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} U_{DC} \quad 5-2$$

Considerando as tensões compostas, (5-3), e a soma das tensões simples, (5-4), por manipulação matemática, obtém-se as tensões simples relativamente (5-5).

$$\begin{cases} V_{s12} = V_{s1} - V_{s2} \\ V_{s23} = V_{s2} - V_{s3} \\ V_{s31} = V_{s3} - V_{s1} \end{cases} \quad 5-3$$

$$V_{s1} + V_{s2} + V_{s3} = 0 \quad 5-4$$

$$\begin{aligned} V_{s12} - V_{s31} &= V_{s1} - V_{s2} - (V_{s3} - V_{s1}) \Leftrightarrow V_{s12} = \frac{1}{3}(2V_1 - V_2 - V_3) \\ V_{s12} - V_{s23} &= V_{s1} - V_{s2} - (V_{s2} - V_{s3}) \Leftrightarrow V_{s23} = \frac{1}{3}(-V_1 + 2V_2 - V_3) \\ V_{s23} - V_{s31} &= V_{s2} - V_{s3} - (V_{s3} - V_{s1}) \Leftrightarrow V_{s31} = \frac{1}{3}(-V_1 - V_2 + 2V_3) \end{aligned} \quad 5-5$$

Substituindo (5-2) em (5-5), as tensões simples podem ser expressas em função das funções de comando  $f_1$ ,  $f_2$  e  $f_3$ , pode ser preenchida a Tabela 12.

Tabela 12 - Tensões simples em função das funções de comando dos semicondutores.

$f_1$	$f_2$	$f_3$	$V_{s1}$	$V_{s2}$	$V_{s3}$
0	0	0	0	0	0
0	0	1	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{2}{3}U_{DC}$
0	1	0	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{2}{3}U_{DC}$	$-\frac{1}{3}U_{DC}$
0	1	1	$-\frac{2}{3}U_{DC}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$
1	0	0	$\frac{2}{3}U_{DC}$	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$-\frac{1}{3}U_{DC}$
1	0	1	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$-\frac{2}{3}U_{DC}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$
1	1	0	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$-\frac{2}{3}U_{DC}$
1	1	1	0	0	0

A partir de (5-5) e da Tabela 12 pode colocar-se na forma matricial as tensões simples em função de  $f_1, f_2$  e  $f_3$  (5-6).

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} U_{DC} \\
 &= \begin{bmatrix} \frac{2}{3}f_1 & -\frac{1}{3}f_2 & -\frac{1}{3}f_3 \\ -\frac{1}{3}f_1 & \frac{2}{3}f_2 & -\frac{1}{3}f_3 \\ -\frac{1}{3}f_1 & -\frac{1}{3}f_2 & \frac{2}{3}f_3 \end{bmatrix} U_{DC}
 \end{aligned}$$

5-6



Passando (5-6) para uma matriz simplificada, foi obtido (5-7), como já visto em (5-2).

$$\begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} U_{DC} \Leftrightarrow [V_{s123}] = [F_{123}] U_{DC} \quad 5-7$$

É também necessário definir as tensões simples no referencial  $\alpha\beta$  em função das funções de comando, (5-8). A equação (5-8) resulta da aplicação da matriz de Concordia calculada nos Anexos 1 na equação (I-14). Para alguns tipos de controle é ainda essencial que se definam os fasores, com amplitude e fase, (5-9) e Tabela 12.

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_{DC} [C]^T \begin{bmatrix} 2f_1 & -f_2 & -f_3 \\ -f_1 & 2f_2 & -f_3 \\ -f_1 & -f_2 & 2f_3 \end{bmatrix} \quad 5-8$$

$$\overline{u_{\alpha\beta}} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{DC} (f_1 + a f_2 + a^2 f_3), \text{ onde } a = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad 5-9$$

Tabela 13 - Tensões simples no referencial  $\alpha\beta$  em função das funções de comando.

$f_1$	$f_2$	$f_3$	$V_{s1}$	$V_{s2}$
0	0	0	0	$v_0$
1	0	0	$\sqrt{\frac{2}{3}} U_{DC} e^{j0}$	$v_1$
1	1	0	$\sqrt{\frac{2}{3}} U_{DC} e^{j\frac{\pi}{3}}$	$v_2$
0	1	0	$\sqrt{\frac{2}{3}} U_{DC} e^{j\frac{2\pi}{3}}$	$v_3$
0	1	1	$\sqrt{\frac{2}{3}} U_{DC} e^{j\pi}$	$v_4$
0	0	1	$\sqrt{\frac{2}{3}} U_{DC} e^{j\frac{4\pi}{3}}$	$v_5$
1	0	1	$\sqrt{\frac{2}{3}} U_{DC} e^{j\frac{5\pi}{3}}$	$v_6$
1	1	1	0	$v_7$

Para alguns tipos de controlo, como por exemplo o *Pulse Width Modulation* (PWM), é necessário a definição de intervalos de atuação dos semicondutores em função das suas funções de comando, para a tensão necessária no referencial em  $\alpha\beta$ . A disposição dos vetores das tensões simples no referencial  $\alpha\beta$  está representada na Figura 14.

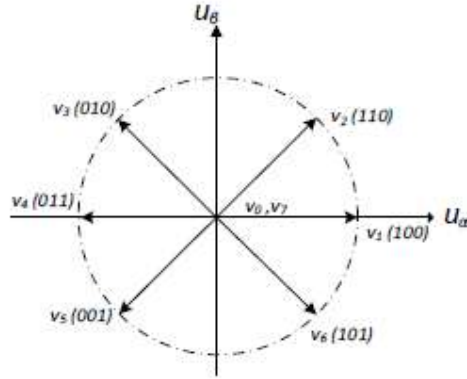


Figura 14 - Disposição dos vetores de tensão simples no referencial  $\alpha\beta$ .

A partir da Tabela 13 e da Figura 14 pode ser generalizado o vetor de tensão simples em função do seu número  $n$ , com as 8 combinações possíveis, conforme representado em (5-10).

$$\overline{u_{\alpha\beta}} = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{3}} U_{DC} e^{\frac{j(n-1)\pi}{3}}, n \in [1,2,3,4,5,6] \\ 0, n \in [0,7] \end{cases} \quad 5-10$$

É possível ainda a separação da parte imaginária da parte real em (5-10), (5-11).

$$\begin{cases} \overline{u_{\alpha}} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{DC} \cos(n-1) \\ \overline{u_{\beta}} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{DC} \sin(n-1) \end{cases} \quad 5-11$$

Para passar do referencial  $\alpha\beta$  variante no tempo, para o referencial  $dq$ , será aplicada a matriz de rotação, calculada no Anexo 1, obtendo-se (5-12).

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \overline{u_d} \\ \overline{u_q} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} U_{DC} \begin{bmatrix} \cos(n-1) \\ \sin(n-1) \end{bmatrix} \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} U_{DC} \begin{bmatrix} \cos(n-1-\theta) \\ \sin(n-1-\theta) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad 5-12$$

Para a obtenção do modelo do sistema de coordenadas 123, lado AC, foi necessário definir as tensões da rede onde se pressupõe que estas são ideais e equilibradas entre si, (5-13). Quanto ao barramento DC foi definido o sentido da potência para o barramento DC para obter o modelo do sistema, (5-16) e Figura 15.

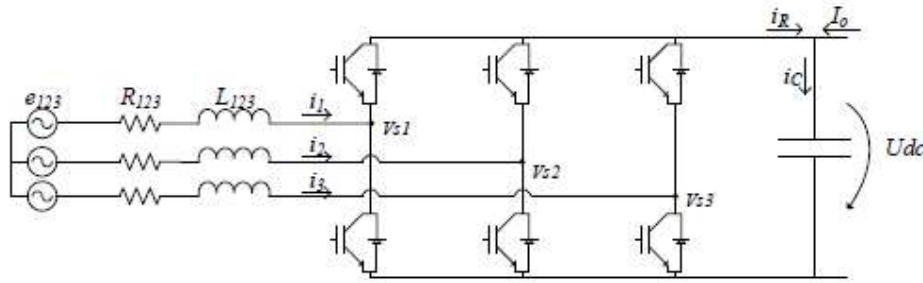


Figura 15 - Sistema global do conversor.

São definidas de seguida as tensões da rede. Estas idealmente têm um desfasamento de 120° entre si e para o efeito de cálculos são consideradas ideais com esse desfasamento.

$$\begin{cases} e_1 = \sqrt{2}U \cos \omega t \\ e_2 = \sqrt{2}U \cos(\omega t - \frac{2}{3}) \\ e_3 = \sqrt{2}U \cos(\omega t - \frac{4}{3}) \end{cases} \rightarrow [e_{123}] = \sqrt{2}U \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad 5-13$$

A partir da Figura 2.3 podemos concluir, por aplicação da lei dos nós, (5-14).

$$i_c = i_R + I_0 \quad 5-14$$

Sabendo que  $i_R$  será a soma das três correntes do lado AC e que cada uma contribui apenas o tempo em que a respectiva função de comando está ativa podemos concluir (5-15)

$$i_R = f_1 i_1 + f_2 i_2 + f_3 i_3 \Leftrightarrow i_R = \begin{bmatrix} f_1 & f_2 & f_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad 5-15$$

Uma vez que a corrente  $i_c$  é a corrente que passa no condensador, é possível definir a variação da tensão no condensador em função da mesma, (5-16).

$$i_c = C \frac{du_{DC}}{dt} \Leftrightarrow \frac{du_{DC}}{dt} = \frac{i_c}{C} \Leftrightarrow \frac{du_{DC}}{dt} = \frac{i_R + I_0}{C} \quad 5-16$$

Substituindo (5-15) em (5-16) obtemos, na forma matricial, (5-17).

$$\frac{du_{DC}}{dt} = \frac{1}{C} \begin{bmatrix} f_1 & f_2 & f_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + \frac{1}{C} I_0 \quad 5-17$$

Por aplicação da lei das malhas, considerando os sentidos descritos na Figura 15 podemos definir (5-18). A equação (5-18) foi resolvida em ordem às variáveis de estado  $\frac{di_1}{dt}$ ,  $\frac{di_2}{dt}$  e  $\frac{di_3}{dt}$

$$\begin{cases} -e_1 + L \frac{di_1}{dt} + Ri_1 + V_{s1} = 0 \\ -e_2 + L \frac{di_2}{dt} + Ri_2 + V_{s2} = 0 \\ -e_3 + L \frac{di_3}{dt} + Ri_3 + V_{s3} = 0 \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} \frac{di_1}{dt} = \frac{e_1 - Ri_1 - V_{s1}}{L} \\ \frac{di_2}{dt} = \frac{e_2 - Ri_2 - V_{s2}}{L} \\ \frac{di_3}{dt} = \frac{e_3 - Ri_3 - V_{s3}}{L} \end{cases} \quad 5-18$$

Passando (5-18) para a forma matricial é obtida (5-19).

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix} \\ &\quad - \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad 5-19$$

É assim possível passar (5-19) para a forma matricial simplificada (5-20).

$$\frac{d}{dt} [i_{123}] = - \left[ \frac{R}{L} \right] [i_{123}] + \left[ \frac{1}{L} \right] [e_{123}] - \left[ \frac{1}{L} \right] [V_{s_{123}}] \quad 5-20$$

Aplicando a matriz anteriormente apresentada em (5-20) é possível substituir as tensões simples usando as funções de comando e a tensão no barramento DC, (5-21).

$$\frac{d}{dt} [i_{123}] = - \left[ \frac{R}{L} \right] [i_{123}] + \left[ \frac{1}{L} \right] [e_{123}] - \left[ \frac{1}{L} \right] [F_{123}] U_{DC} \quad 5-21$$

Para as equações simplificadas foram definidas as igualdades (5-22), (5-23), (5-24), (5-25) e (5-26).

$$[i_{123}] = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad 5-22$$

$$\begin{bmatrix} R \\ L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R}{L} \end{bmatrix} \quad 5-23$$

$$\begin{bmatrix} 1 \\ L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \quad 5-24$$

$$[e_{123}] = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix} \quad 5-25$$

$$[V_{s123}] = \begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} \quad 5-26$$

Somando (5-17) a (5-19) e tendo em conta a transformação em (5-7) ou o processo implicado em (5-20), obtemos (5-27). Este contém todo o modelo para o sistema de coordenadas 123.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{R1} \\ i_{R2} \\ i_{R3} \\ U_{DC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & -\frac{f_{R1}}{L} \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{f_{R2}}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & -\frac{f_{R3}}{L} \\ \frac{f_{R1}}{C} & \frac{f_{R2}}{C} & \frac{f_{R3}}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{R1} \\ i_{R2} \\ i_{R3} \\ U_{DC} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \\ i_0 \end{bmatrix}$$

5-27

Fica assim concluído o modelo do sistema de coordenadas 123.



## 5.2 Modelo do sistema em coordenadas $\alpha\beta$

Para a modelização do sistema de coordenadas estático  $\alpha\beta$ , foi usada a matriz de *Concordia* calculada no Anexo 1, (I-13). Partindo de (5-20) e por aplicação da matriz de *Concordia* é possível definir o modelo do sistema para o sistema de coordenadas estático  $\alpha\beta$ , (5-28).

$$[C] \frac{d}{dt} [i_{\alpha\beta 0}] = \left[ -\frac{R}{L} \right] [C] [i_{\alpha\beta 0}] + \left[ \frac{1}{L} \right] [C] [e_{\alpha\beta 0}] - \left[ \frac{1}{L} \right] [V_{S_{123}}] \quad 5-28$$

Multiplicando ambos os termos de (5-28) pela matriz transposta  $[C]^T$  obtemos (5-29).

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} [i_{\alpha\beta 0}] &= [C]^T \left[ -\frac{R}{L} \right] [C] [i_{\alpha\beta 0}] + [C]^T \left[ \frac{1}{L} \right] [C] [e_{\alpha\beta 0}] \\ &\quad - [C]^T \left[ \frac{1}{L} \right] [V_{S_{123}}] \end{aligned} \quad 5-29$$

Simplificando (5-29) em que  $[C]^T = [C] = [I]$  e considerando as matrizes das resistências e indutâncias como constantes, podemos obter (5-30).

$$\frac{d}{dt} [i_{\alpha\beta 0}] = \left[ -\frac{R}{L} \right] [i_{\alpha\beta 0}] + \left[ \frac{1}{L} \right] [e_{\alpha\beta 0}] - [C]^T \left[ \frac{1}{L} \right] [V_{S_{123}}] \quad 5-30$$

Para o cálculo das tensões no sistema de coordenadas estático, foi multiplicada a tensão da rede no referencial 123, (5-13), pela matriz de Concordia, (I-13), permitindo obter (5-31).

$$\begin{aligned}
[u_{\alpha\beta 0}] &= [C]^T [V_{123}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \sqrt{2} U \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \\
&= \sqrt{3} U \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \sin \omega t \\ 0 \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{5-31}$$

Substituindo (5-31) em (5-30) obtemos (5-32). Considera-se que as componentes homopolares são nulas, permitindo simplificar o modelo. Esta consideração é válida porque considera-se sistemas trifásicos equilibrados.

$$\frac{d}{dt} [i_{\alpha\beta}] = -\frac{R}{L} [i_{\alpha\beta}] + \frac{1}{L} [e_{\alpha\beta}] - \frac{1}{L} [u_{\alpha\beta}] \tag{5-32}$$

De seguida são definidas as funções de comando no referencial estático  $\alpha\beta$ , em (5-33).

$$[f_{\alpha\beta 0}]^T = [f_{123}]^T [C] \tag{5-33}$$

A igualdade em (5-34) aplicada em (5-33) serve para que se possa obter as funções de comando no referencial estático  $\alpha\beta$ , (5-35).

$$([A][B])^T = [B]^T [A]^T \tag{5-34}$$

$$[f_{\alpha\beta 0}] = ([f_{123}]^T [C])^T = [C]^T ([f_{123}]^T)^T = [C]^T [f_{123}] \tag{5-35}$$

Por aplicação em (5-35) da matriz de *Concordia* transposta, Anexo 1 (I-14), foi obtida a matriz das funções de comando para o conversor, (5-36).

$$[F_{\alpha\beta 0}] = [C]^T [F_{123}] \quad 5-36$$

Aplicando a igualdade (5-7) em (5-32) obtemos (5-37).

$$\frac{d}{dt} [i_{\alpha\beta}] = -\frac{R}{L} [i_{\alpha\beta}] + \frac{1}{L} [e_{\alpha\beta}] - \frac{1}{L} [C]^T [F_{123}] U_{DC} \quad 5-37$$

Aplicando (5-36) em (5-37) é obtida (5-38).

$$\frac{d}{dt} [i_{\alpha\beta}] = -\frac{R}{L} [i_{\alpha\beta}] + \frac{1}{L} [e_{\alpha\beta}] - \frac{1}{L} [F_{\alpha\beta}] U_{DC} \quad 5-38$$

Para as equações simplificadas foram definidas as igualdades (5-39), (5-40), (5-41) e (5-42).

$$[i_{\alpha\beta}] = \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} \quad 5-39$$

$$[e_{\alpha\beta}] = \begin{bmatrix} e_{\alpha} \\ e_{\beta} \end{bmatrix} \quad 5-40$$

$$[F_{\alpha\beta}] = \begin{bmatrix} F_{\alpha} \\ F_{\beta} \end{bmatrix} \quad 5-41$$

$$[f_{\alpha\beta}] = \begin{bmatrix} f_{\alpha} \\ f_{\beta} \end{bmatrix} \quad 5-42$$

Aplicando a mesma lógica anteriormente desenvolvida em (5-27), ou seja, somando as equações obtemos o modelo final em  $\alpha\beta$  sendo ele demonstrado de forma expandida em (5-43). Este contém todo o modelo para o sistema de coordenadas  $\alpha\beta$ .

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_\gamma \\ U_{DC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & -\frac{f_\alpha}{L} \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{f_\beta}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & -\frac{f_\gamma}{L} \\ \frac{f_\alpha}{C} & \frac{f_\beta}{C} & \frac{f_\gamma}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_\gamma \\ U_{DC} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \\ e_\gamma \\ i_0 \end{bmatrix} \quad 5-43$$

Fica assim definido o modelo do sistema no sistema de coordenadas  $\alpha\beta$ .

### 5.3 Modelo do sistema no sistema de coordenadas $dq0$

Para a modelização do sistema de coordenadas móveis,  $dq$ , iremos usar a matriz de rotação. Esta está calculada no Anexo 1, (I-19), e é usada para passar do sistema de coordenadas  $\alpha\beta$  para o pretendido. Aplicando a matriz de rotação a (5-32) obtemos (5-44).

$$\begin{aligned} & [R]^T \frac{d}{dt} ([R][i_{dq}]) \\ &= [R]^T \left[ -\frac{R}{L} \right] [R][i_{dq}] + [R]^T \left[ \frac{1}{L} \right] [R][e_{dq}] \\ &- [R]^T \left[ \frac{1}{L} \right] [R][u_{dq}] \end{aligned} \quad 5-44$$

Simplificando (5-44) obtém-se (5-45).

$$[R]^T \frac{d}{dt} ([R][i_{dq}]) = -\frac{R}{L}[i_{dq}] + \frac{1}{L}[e_{dq}] - [R]^T[u_{\alpha\beta 0}] \quad 5-45$$

Como nesta transformação de coordenadas temos a matriz de rotação derivada teremos de realizar o calculo auxiliar indicado em (5-46).

$$\frac{d}{dt}[R] = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 0 \\ \sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega \sin \theta & -\omega \cos \theta & 0 \\ \omega \cos \theta & -\omega \sin \theta & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad 5-46$$

Aplicando a regra da derivada do produto em (5-45) obtém-se (5-47).

$$\begin{aligned} & [R]^T [R] \frac{d}{dt} ([i_{dq}]) + [R]^T \frac{d}{dt} ([R])[i_{dq}] \\ &= -\frac{R}{L}[i_{dq}] + \frac{R}{L}[e_{\alpha\beta}] - [R]^T[u_{\alpha\beta 0}] \end{aligned} \quad 5-47$$

Depois de simplificar matematicamente (5-47) é obtido (5-48).

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} ([i_{dq}]) &= -\frac{R}{L}[i_{dq}] + \frac{R}{L}[e_{\alpha\beta}] - [R]^T \frac{d}{dt} ([R])[i_{dq}] \\ &\quad - [R]^T[u_{\alpha\beta 0}] \end{aligned} \quad 5-48$$

Aplicando  $[R]^T$  a (5-31) obtemos a tensão da rede em  $dq$  que é dada por (5-49)

$$\begin{aligned}
[u_{dq}] &= [R]^T [u_{\alpha\beta 0}] = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \sqrt{3}U \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \sin \omega t \\ 0 \end{bmatrix} \\
&= \sqrt{3}U \begin{bmatrix} \cos(\omega t - 0) \\ \sin(\omega t - 0) \\ 0 \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{5-49}$$

Sabendo a igualdade (5-50), onde é possível ver a matriz transposta das funções de comando para o referencial  $dq$ , é possível concluir (5-51) que por associação permite obter (5-52) e por fim faz com que possamos verificar a igualdade em (5-53). Obtemos assim a tensão  $\alpha\beta$ :

$$[f_{dq}]^T = [f_{\alpha\beta}]^T [R] \Leftrightarrow [f_{dq}]^{TT} = ([f_{\alpha\beta}]^T [R])^T \tag{5-50}$$

$$[f_{dq}] = [R]^T [f_{\alpha\beta}]^{TT} = [R]^T [f_{\alpha\beta}] \tag{5-51}$$

$$[F_{dq}] = [R]^T [F_{\alpha\beta}] \tag{5-52}$$

$$[u_{\alpha\beta}] = [R]^T [F_{\alpha\beta}] u_{DC} = [F_{dq}] u_{DC} \tag{5-53}$$

Aplicando (5-53) a (5-48) obtemos (5-54).

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt}([i_{dq}]) &= -\frac{R}{L}[i_{dq}] + \frac{1}{L}[e_{\alpha\beta}] - \underbrace{[R]^T \frac{d}{dt}([R])}_{[G]} [i_{dq}] \\
&\quad - [F_{dq}] u_{DC}
\end{aligned} \tag{5-54}$$

Onde  $[G]$  é dado por (5-55).

$$\begin{aligned}
[G] &= [R]^T \frac{d}{dt}([R]) \\
&= \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\omega \sin \theta & -\omega \cos \theta & 0 \\ \omega \cos \theta & -\omega \sin \theta & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{5-55}$$

Para as equações simplificadas foram definidas as igualdades (5-56), (5-57), (5-58) e (5-59).

$$[i_{dq}] = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \tag{5-56}$$

$$[e_{dq}] = \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} \tag{5-57}$$

$$[F_{dq}] = \begin{bmatrix} F_d \\ F_q \end{bmatrix} \tag{5-58}$$

$$[f_{dq}] = \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} \tag{5-59}$$

Aplicando a mesma lógica anteriormente desenvolvida em (5-27) e (5-43), ou seja, somando as equações obtemos o modelo final em  $\alpha\beta$  sendo ele demonstrado de forma expandida em (5-60) e (5-61).

$$\begin{aligned}
& \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \\ U_{DC} \end{bmatrix} \\
= & \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & -\frac{F_d}{L} \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{F_q}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & -\frac{F_0}{L} \\ -\frac{f_d}{C} & \frac{f_q}{C} & \frac{f_0}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \\ U_{DC} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \\ e_0 \\ i_0 \end{bmatrix} \\
& - \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \left( \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 0 \\ \sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{5-60}$$

Simplificando (5-60) obtemos (5-61).

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \\ U_{DC} \end{bmatrix} = & \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & -\frac{F_d}{L} \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{F_q}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & -\frac{F_0}{L} \\ -\frac{f_d}{C} & \frac{f_q}{C} & \frac{f_0}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \\ U_{DC} \end{bmatrix} \\
& + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \\ e_0 \\ i_0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{5-61}$$

Fica assim definido o modelo do sistema no sistema de coordenadas  $dq$ .





## 6. Simulação do Sistema DC-AC

No presente capítulo será apresentado o modelo global de simulação numérica, assim como os parâmetros que foram considerados. Quanto ao modelo de simulação para fins didáticos, este será construído usando o software *Matlab-Simulink*.

Para efeito de modelização, consideraram-se os dispositivos semicondutores, *IGBT's*, ideais, ou seja, com quedas de tensão nulas à condução e impedância infinita ao corte. Iremos trabalhar com os mesmos na zona de saturação e na zona de corte. Foram também considerados tempos de comutação nulos. A modelização foi realizada em *Matlab-Simulink*.

Os parâmetros de simulação permitiram a relação entre a resolução dos resultados favoráveis e o tempo de simulação.

### 6.1 Modelo de simulação numérica

O controlo orientado por campo (controlo vectorial) é uma técnica de controlo para motores de indução.

O motor de indução trifásico é alimentado por um inversor PWM controlado por corrente, que opera como uma fonte de corrente sinusoidal trifásica.

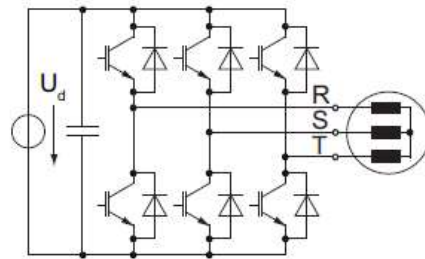


Figura 16 - Inversor.

Cada parte do inversor trifásico divide a tensão de entrada em pulsos individuais com polaridade alternada, alternando continuamente, em que a frequência de pulso é um múltiplo da frequência de saída requerida do inversor.

A Figura 17 representa o diagrama de blocos do sistema que se pretende simular:

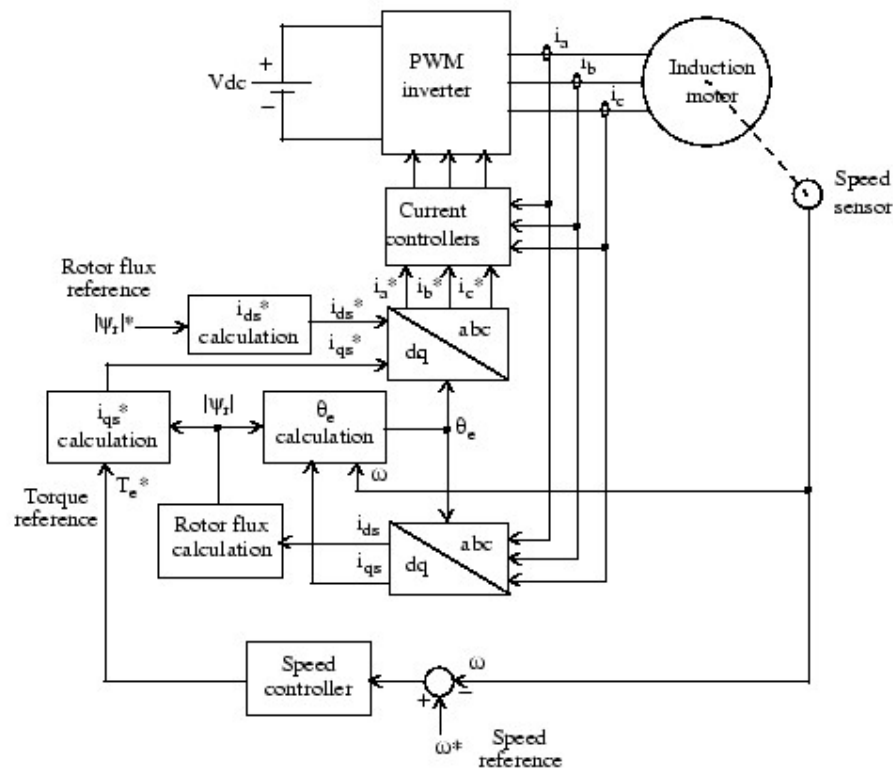


Figura 17 - Diagrama de Blocos de Controlo Vectorial.

A velocidade do motor  $\omega$  é comparada com a referência  $\omega^*$  e o erro é processado pelo controlador de velocidade para produzir um comando de binário  $T_e^*$ .

Como é mostrado na figura 18, o fluxo e o binário do rotor podem ser controlados separadamente pela corrente no eixo direto do estator  $i_{ds}$  e pela corrente no eixo inverso do estator  $i_{qs}$ , respectivamente.

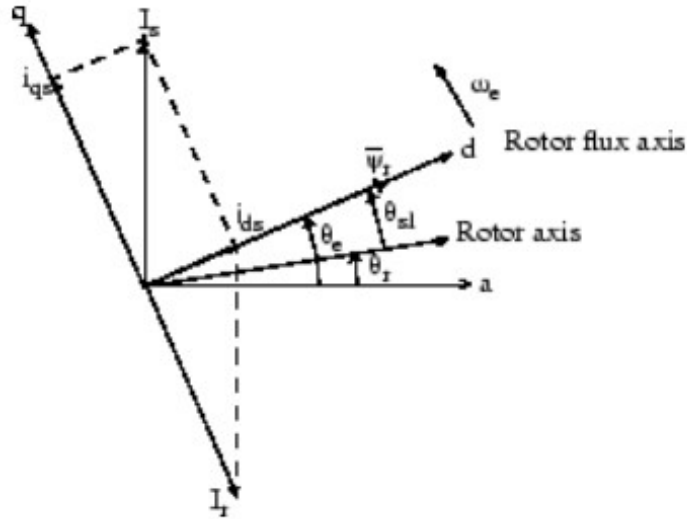


Figura 18 - Princípio de Controlo Orientado por Campo Vectorial.

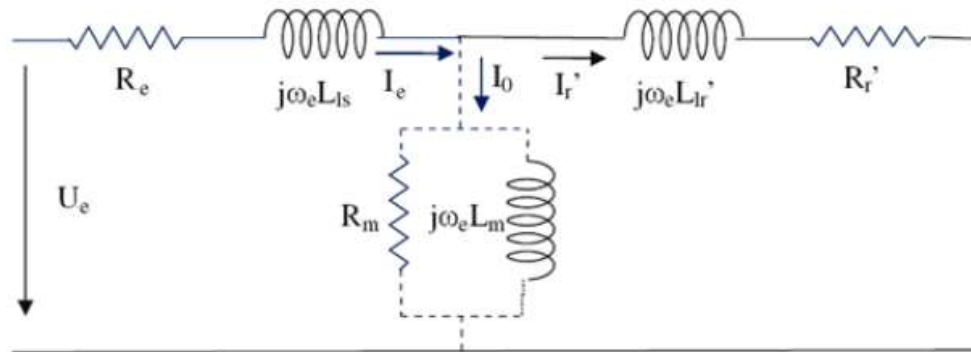


Figura 19 - Circuito Equivalente por Fase de um Motor Elétrico

A referência atual do eixo inverso do estator  $i_{qs}^*$  é calculada a partir da referência de binário  $T_e^*$ , como:

$$i_{qs}^* = \frac{2}{3} \frac{L_r}{p L_m} \frac{T_e^*}{|\psi_r|_{est}} \quad 6-1$$

onde  $L_r$  é a indutância do rotor,  $L_m$  é a indutância mútua, e  $|\psi_r|_{est}$  é a ligação estimada do fluxo do rotor dada por:

$$|\psi_r|_{est} = \frac{L_m * i_{ds}}{1 + (\tau_r * s)} \quad 6-2$$

onde  $\tau_r = L_r / R_r$  é a constante de tempo do rotor.

A corrente de referência do eixo direto do estator  $i_{ds}^*$  é obtida a partir da entrada de referência de fluxo do rotor  $|\psi_r|_{est}^*$ .

$$i_{ds}^* = \frac{|\psi_r|_{est}^*}{L_m} \quad 6-3$$

A posição do fluxo do rotor  $\theta_r$  para a transformação das coordenadas é gerada a partir da velocidade do rotor  $\omega_m$  e da frequência de escorregamento  $\omega_{sl}$ .

$$\theta_r = \int (\omega_m + \omega_{sl}) dt \quad 6-4$$

A frequência de escorregamento é calculada a partir da corrente de referência do estator  $i_{qs}^*$  e dos parâmetros do motor.

$$\omega_{sl} = \frac{L_m}{|\psi_r|_{est}} \frac{R_r}{L_r} i_{qs}^* \quad 6-5$$

As referências atuais de  $i_{qs}^*$  e  $i_{ds}^*$  são convertidas em referências de corrente de fase  $i_a^*$ ,  $i_b^*$ ,  $i_c^*$  para os reguladores de corrente. Os reguladores processam as correntes medidas e de referência para produzir os sinais de entrada do inversor.

Um controlador de velocidade mantém a velocidade do motor igual à entrada de referência de velocidade em regime estacionário e fornece uma boa dinâmica durante o regime transitório.

## 6.2 Controle Vectorial do Motor de Indução

A figura 20 seguinte mostra o modelo *Simulink* usado para modelar o acionamento do motor de indução.

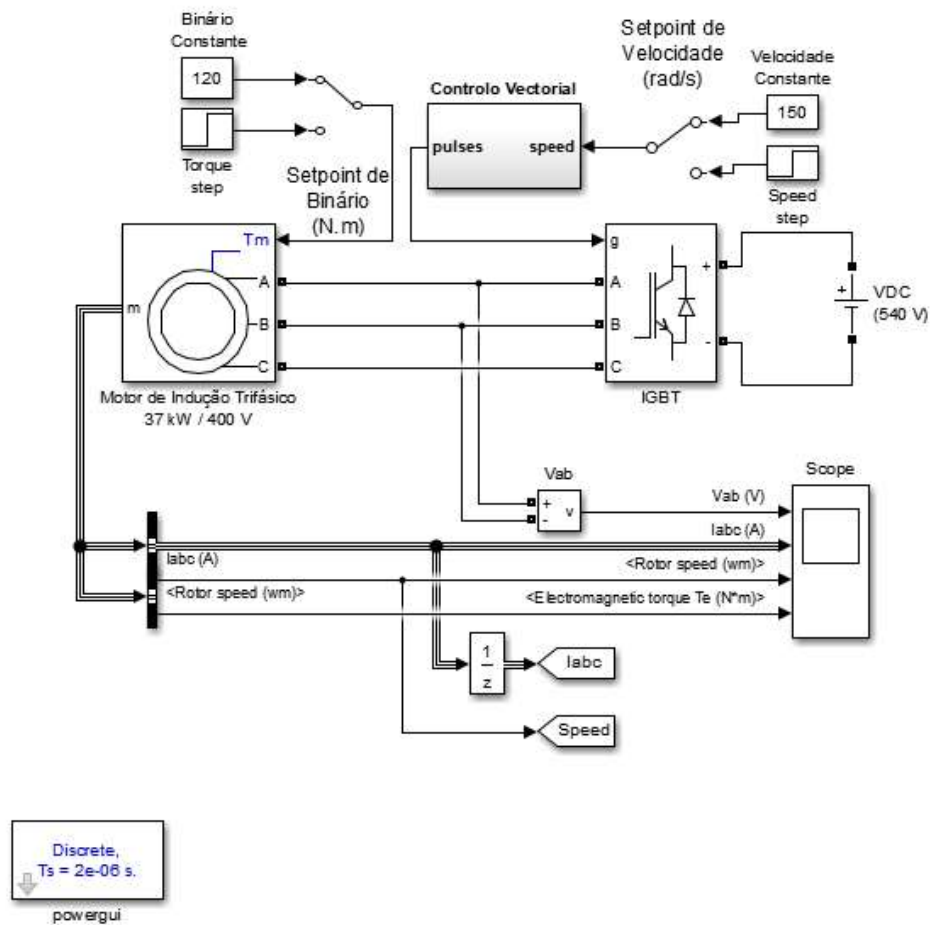


Figura 20 - Modelo Simulado

A Figura 21, representa o bloco de controlo vectorial desenvolvido.

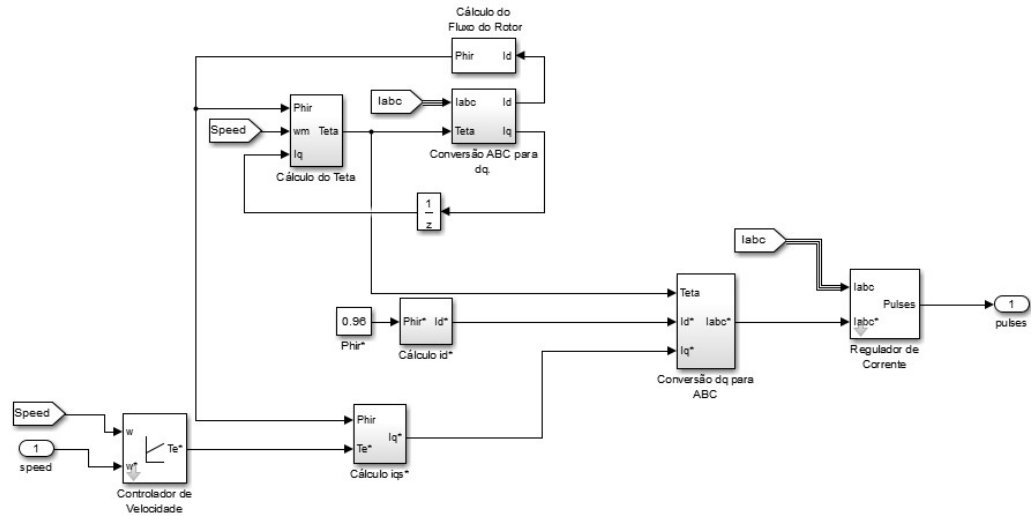


Figura 21 - Bloco de Controle Vectorial

### 6.3 Parâmetros do Motor Elétrico

Numa primeira fase, abrimos o bloco do motor elétrico de indução para definir os parâmetros do mesmo. Os parâmetros considerados para a simulação no próximo capítulo são os seguintes:

- Tensão Nominal de Alimentação ( $U_N$ ) = 400 V
- Potência Nominal ( $P_N$ ) = 37 kW
- Frequência Nominal ( $f_{nom}$ ) = 50 Hz
- Velocidade Nominal ( $N_{Nom}$ ) = 1500 rpm
- Número de Pares de Polos ( $p$ ) = 2
- Resistência do Rotor ( $R_r$ ) = 0.228  $\Omega$
- Indutância do Rotor ( $L_{lr}$ ) = 0.8 mH
- Indutância Mútua ( $L_m$ ) = 34.7 mH
- Resistência do Estator ( $R_s$ ) = 0.087  $\Omega$
- Indutância do Estator ( $L_{ls}$ ) = 0.228  $\Omega$

Os parâmetros são inseridos numa caixa de diálogo criada no programa, como ilustra a figura 22.

Block Parameters: Induction Motor 37 kW / 400 V

Asynchronous Machine (mask) (link)

Implements a three-phase asynchronous machine (wound rotor, squirrel cage or double squirrel cage) modeled in a selectable dq reference frame (rotor, stator, or synchronous). Stator and rotor windings are connected in wye to an internal neutral point.

Configuration Parameters Advanced Load Flow

Nominal power, voltage (line-line), and frequency [ Pn(VA),Vn(Vrms),fn(Hz) ]:

[ 50\*746, 400, 50 ]

Stator resistance and inductance [ Rs(ohm) Lls(H) ]:

[ 0.087 0.8e-3 ]

Rotor resistance and inductance [ Rr'(ohm) Llr'(H) ]:

[ 0.228 0.8e-3 ]

Mutual inductance Lm (H):

34.7e-3

Inertia, friction factor, pole pairs [ J(kg.m^2) F(N.m.s) p() ]:

[ 1.662 0.1 2 ]

Initial conditions

[ 1, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0 ]

☐ Simulate saturation Plot

[ i(Arms) ; v(VLL rms)]: [ 0 0; 0 0 ]

Figura 22 - Parâmetros do Motor Elétrico

O inversor IGBT é modelado por um bloco “*Universal Bridge*” do programa *Simulink*. A tensão de entrada do barramento DC é representada por uma fonte de tensão de  $540 V_{DC}$ .

A figura seguinte representa um regulador de corrente, que consiste em três controladores de histerese.



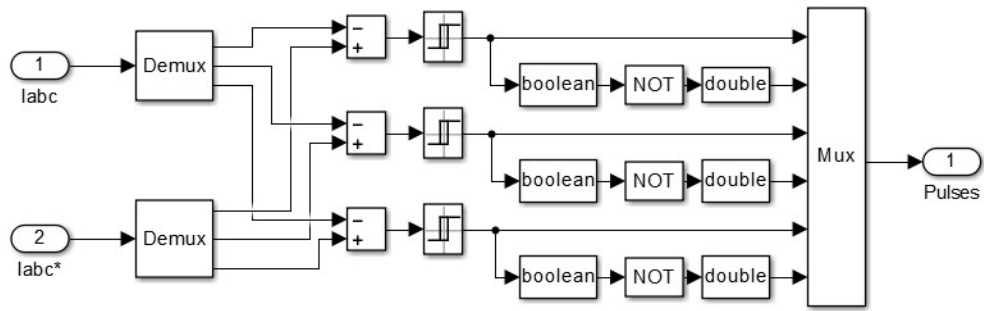


Figura 23 - Regulador de Corrente

As conversões entre as referências de corrente de fase  $i_a^*$ ,  $i_b^*$ ,  $i_c^*$  e as referências de  $i_{qs}^*$  e  $i_{ds}^*$  são executadas pelos blocos de transformação “ABC to dq conversion” e “dq to ABC conversion”, como mostram as figuras seguintes.

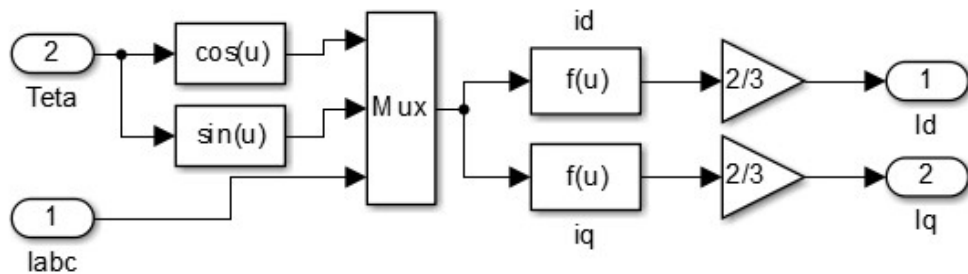


Figura 24 - Bloco de Conversão ABC para dq

O bloco de transformação “ABC to dq conversion” transforma os valores do eixo direto e eixo inverso num quadro de referência rotativo de dois eixos para um sinal sinusoidal trifásico.

Esta transformação é normalmente usada em modelos de motores elétricos trifásicos, denominada “Transformação de Park”.

As seguintes equações são consideradas, baseadas na equação (6-17):

$$I_d = \frac{2}{3} [I_a \sin(\omega t) + I_b \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + I_c \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)]$$

$$I_q = \frac{2}{3} [I_a \cos(\omega t) + I_b \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + I_c \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)]$$

$$I_0 = \frac{1}{3} (I_a + I_b + I_c)$$

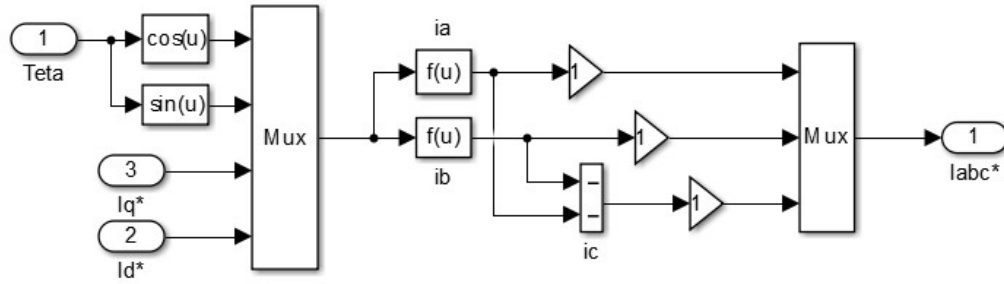


Figura 25 - Bloco de Conversão dq para ABC

O bloco de transformação “*dq to ABC conversion*” transforma o eixo direto e o eixo inverso, expressos num quadro de referência de dois eixos, em valores de corrente ABC.

Esta transformação é normalmente usada em modelos de motores elétricos trifásicos, denominada “Transformação de Park Inversa”.

As seguintes equações são consideradas, baseadas nas equações deduzidas em (6-20), (6-46) e no Anexo 1:

$$I_a = I_d \sin(\omega t) + I_q \cos(\omega t) + I_0$$

$$I_b = I_d \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + I_q \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + I_0$$

$$I_c = I_d \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + I_q \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + I_0$$

O fluxo do rotor é calculado pelo bloco “*Flux\_Calculation*”.

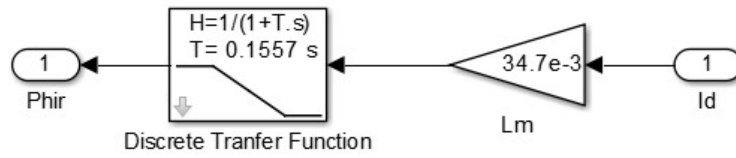


Figura 26 - Cálculo do Fluxo do Rotor

Onde,

$$L_r = L_{lr}^* + L_m = 0.8 + 34.7 = 35.5 \text{ mH} \quad 6-6$$

$$\tau_r = L_r / R_r = 0.1557 \text{ s} \quad 6-7$$

Logo,

$$\varphi_r = \frac{L_m * i_d}{(1 + \tau_r * s)} \quad 6-8$$

A posição do fluxo do rotor ( $\theta_r$ ) é calculada pelo bloco “Teta Calculation”. A velocidade do motor é fornecida pela saída de medição do bloco “Motor de Indução”.

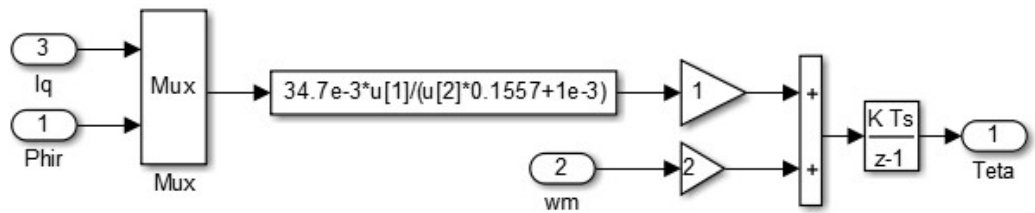


Figura 27 - Cálculo da Posição do Fluxo do Rotor

Onde,

$$\omega_r = \text{Frequência do Rotor} = \frac{L_m * i_q}{\tau_r * \varphi_r} \text{ (rad/s)} \quad 6-9$$

$$\omega_m = \text{Frequência Real do Rotor (Bloco do Motor de Indução (rad/s)} \quad 6-10$$

Logo,

$$\theta_r = \int (\omega_r + \omega_m) dt \quad 6-11$$

A referência atual do eixo inverso do estator  $i_{qs}^*$  é calculada pelo bloco “ $i_{qs}^*_{\_Calculation}$ ”.

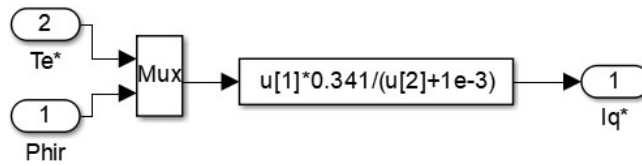


Figura 28 - Cálculo da Referência do Eixo Inverso do estator

$$i_{qs}^* = \frac{2}{3} \frac{2}{p} \frac{L_m}{L_r} \frac{T_e}{\varphi_r} = 0.341 * \frac{T_e}{\varphi_r} \quad 6-12$$

A referência do eixo direto do estator ( $i_{ds}^*$ ) é calculada pelo bloco “ $i_{ds}^*_{\_Calculation}$ ”.

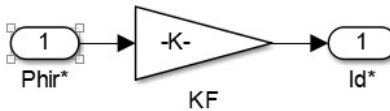


Figura 29 - Cálculo da Referência do Eixo Direto do estator

$$i_{ds}^* = \frac{\varphi_r^*}{L_m} \quad 6-13$$

O controlador de velocidade é do tipo integral proporcional e é implementado usando blocos do *Simulink*.

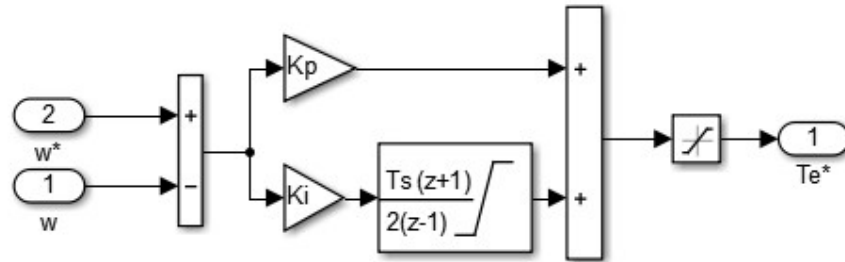


Figura 30 - Controlador de Velocidade

Os ganhos do controlador ( $k_p$  e  $k_i$ ) foram testados até ao correcto comportamento do sistema, pelo que foram considerados os seguintes valores:

- $k_p = 13$
- $k_i = 36$

## 6.4 Simulações

As formas de onda de corrente e tensão do motor, assim como a velocidade e o binário do motor, são exibidos nos quatro eixos do *scope* ligados às variáveis  $V_{ab}$ ,  $I_{abc}$ ,  $\omega_m$  e  $T_e$ .

O inversor é iniciado com as condições iniciais  $[1,0,0,0,0,0,0]$  para o bloco do Motor de Indução (escorregamento inicial = 1 e nenhuma corrente nas três fases).

**1ª Simulação:** binário de referência é de 120 Nm e a velocidade será a nominal. Para isto, seleciona-se o *switch* de seleção de *setpoint* de binário e seleciona-se o *switch* de impulso de velocidade, conforme ilustra a Figura 31.

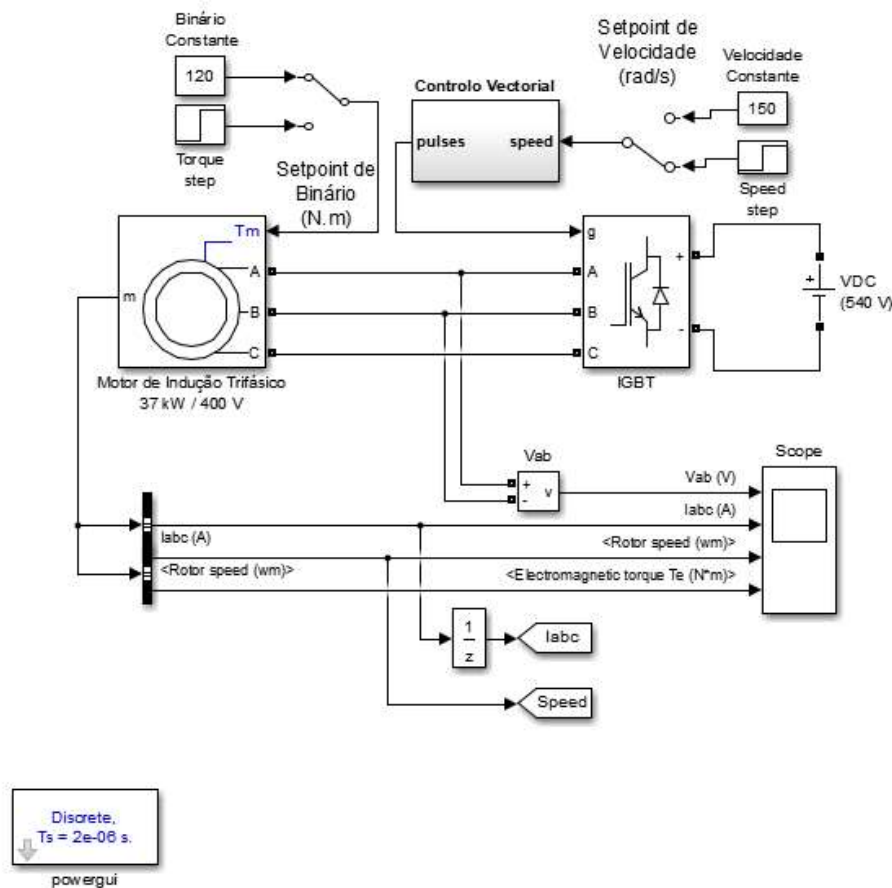


Figure 31 - Alteração de switches para 1ª Simulação

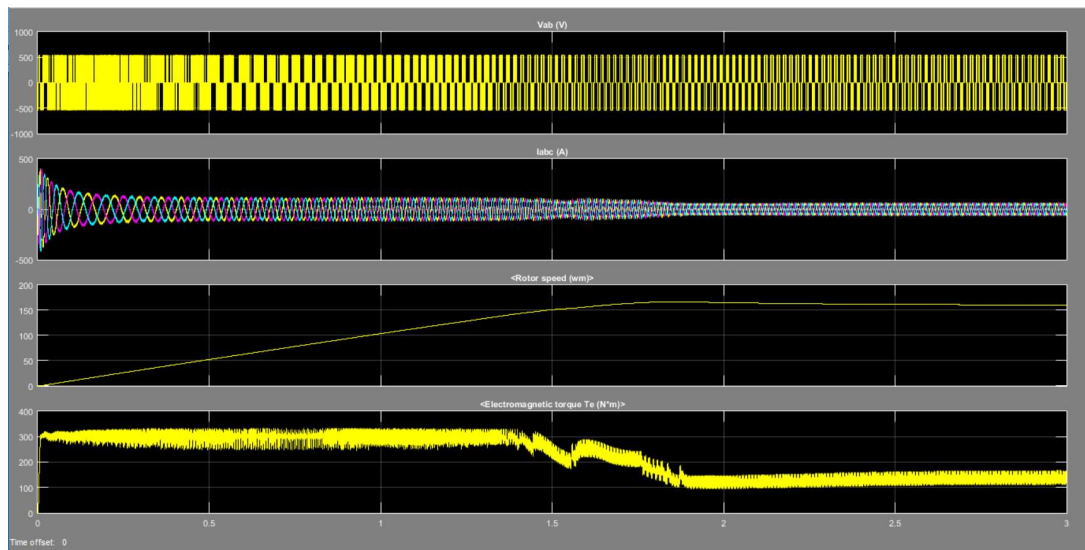


Figura 32 - 1ª Simulação

**2ª Simulação:** velocidade de referência é de  $150 \text{ rpm}$  (velocidade nominal) e o binário será o nominal. Para isto, seleciona-se o *switch* de seleção de *setpoint* de velocidade e seleciona-se o *switch* de impulso de binário, conforme ilustra a Figura 33.

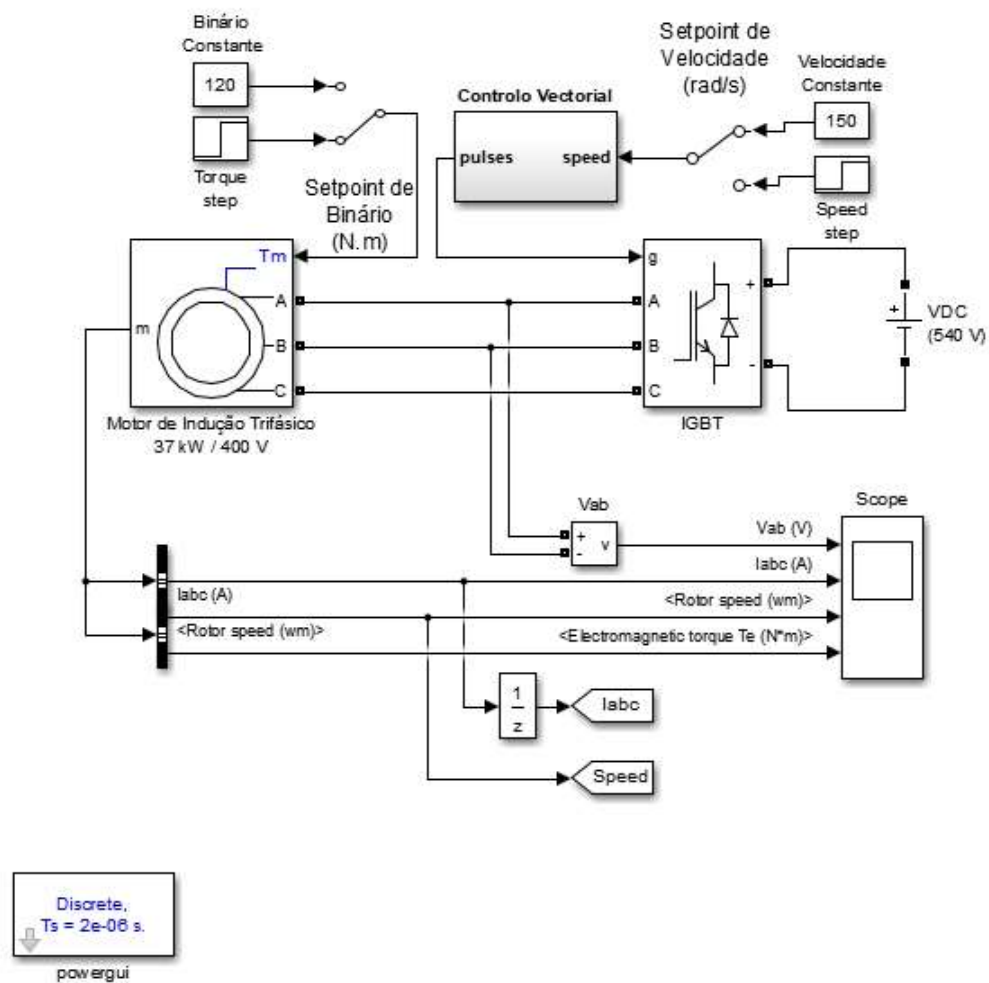


Figure 33 - Alteração de switches para 2ª Simulação



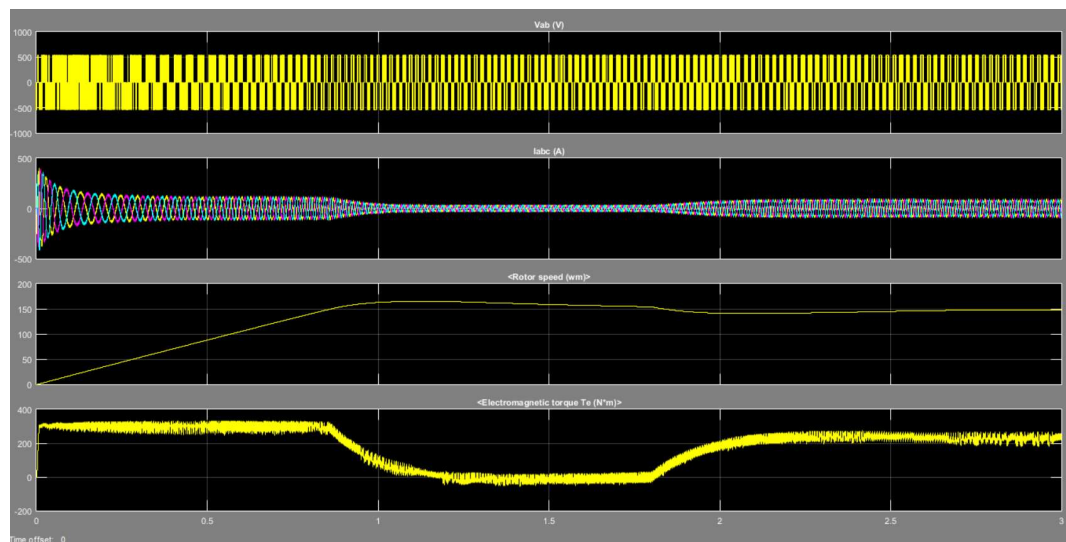


Figura 34 - 2ª Simulação

**3ª Simulação:** velocidade de referência é de  $75 \omega_m$  e o binário de referência é de  $75 Nm$ . Para isto, seleciona-se o *switch* de seleção de *setpoint* de velocidade e seleciona-se o *switch* de seleção de *setpoint* de binário, conforme ilustra a Figura 35.

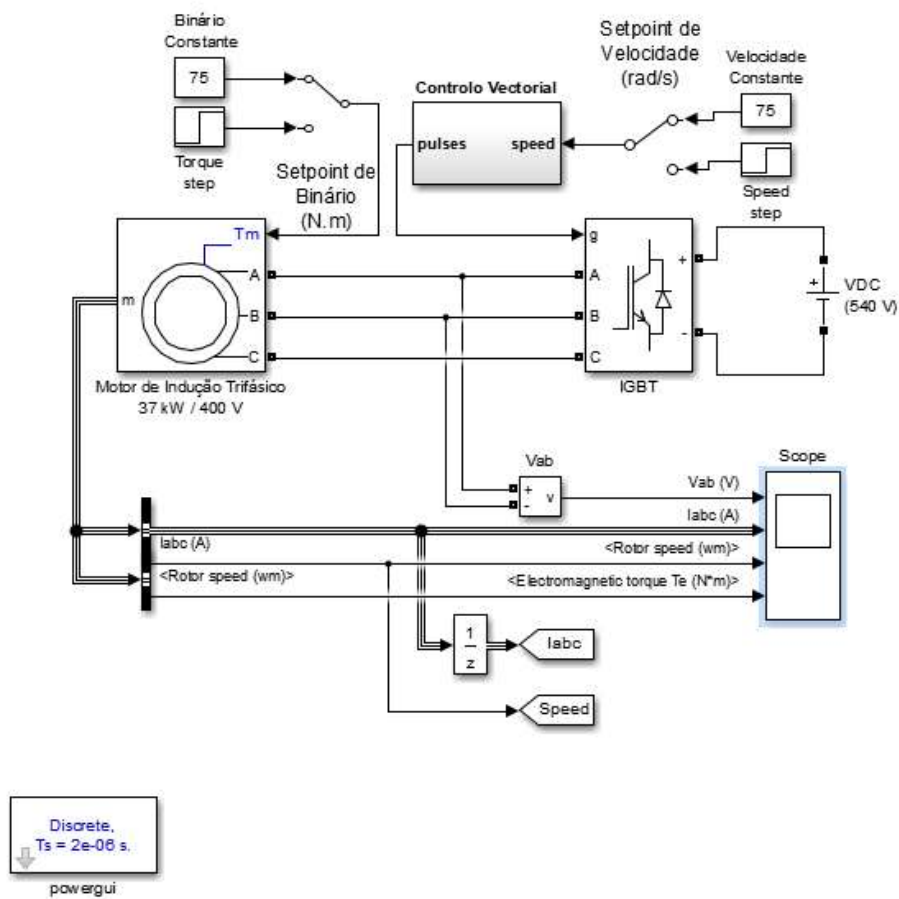


Figure 35 - Alteração de switches para 3ª Simulação

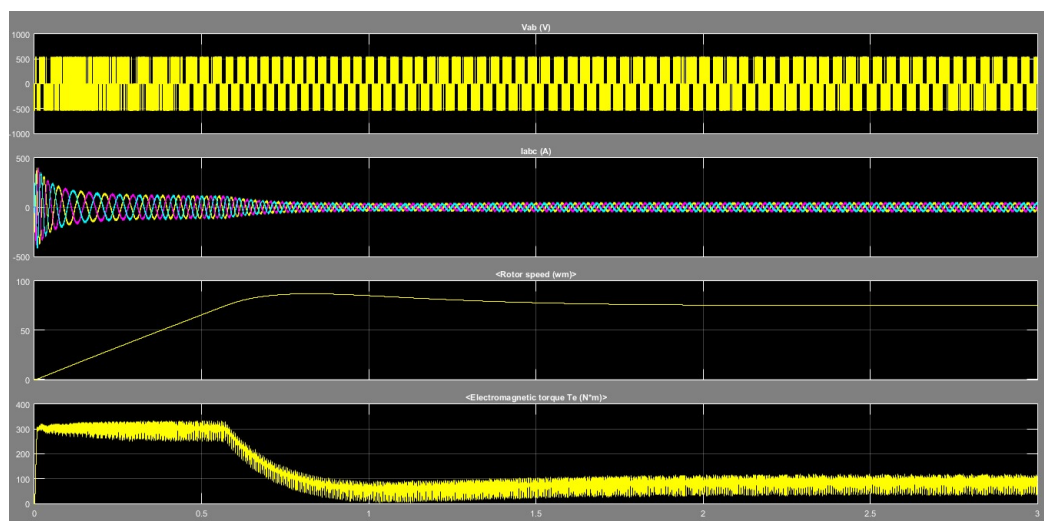


Figura 36 - 3ª Simulação



## 7. Conclusão

Neste capítulo são apresentadas as conclusões finais da presente dissertação e descritas as perspectivas futuras da mesma, permitindo desta forma, com o objetivo de otimização do modelo e respectivas técnicas de comando e controlo.

A presente dissertação teve por base a construção e validação, de um conversor de potência, com controlo vectorial para uso didático, com recurso ao programa *Matlab-Simulink*. Foram integrados um bloco de um motor de indução de 37kW, alimentado por um bloco de *IGBT's*, com uma tensão de 540V no barramento DC, e desenvolvido um bloco de controlo vectorial que consiste num controlo em malha fechada, por forma a ser possível controlar um *setpoint* de velocidade/binário fixos do sistema.

Foi garantida a estabilidade das correntes nas três fases do motor, provocando estabilidade no sistema de controlo, conforme se pode verificar nos resultados obtidos.

Desta forma podemos concluir que os resultados obtidos são os esperados, uma vez que é possível controlar a velocidade/binário de um motor de indução à escolha. No entanto, uma das maiores dificuldades passa pela obtenção dos ganhos proporcional e integral do sistema de controlo PI, razão pela qual no presente modelo os referidos ganhos foram otimizados para os valores anteriormente referidos, por forma a garantir a estabilidade do sistema.

Por fim, descrevem-se alguns tópicos que podem ser tratados futuramente por forma a melhorar o trabalho desenvolvido:

- Desenvolvimento do rectificador (lado DC do conversor) e ligação à rede de alimentação trifásica.
- Complementar o motor com sondas de temperatura para monitorização do motor de indução, por exemplo.

## Referências Documentais

- [1] Erdman, J. M., Kerkman, R. J., Schlegel, D. W., & Skibinski, G. L. (1996). Effect of PWM inverters on AC motor bearing currents and shaft voltages. *IEEE transactions on Industry Applications*, 32(2), 250-259.
- [2] Nam, K. H. (2010). *AC motor control and electrical vehicle applications*. CRC press.
- [3] Buja, G. S., & Kazmierkowski, M. P. (2004). Direct torque control of PWM inverter-fed AC motors-a survey. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 51(4), 744-757.
- [4] Saidur, R., Mekhilef, S., Ali, M. B., Safari, A., & Mohammed, H. A. (2012). Applications of variable speed drive (VSD) in electrical motors energy savings. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 16(1), 543-550.
- [4] Guedes, M. V. (1994). O Motor de Indução Trifásico. *DEEC, FEUP*.
- [5] Araújo, R. G. C. (2015). *Desenvolvimento de um sistema de diagnóstico de falhas em motores elétricos de indução* (Doctoral dissertation).
- [6] Barata, N. A. (2012). Ferramentas de estimativa de poupança energética em motores industriais com variadores de velocidade.
- [7] Pereira, R. (2011). Desenvolvimento de um Sistema de Aquisição e Controlo de Binário e Velocidade para um Freio Electromagnético. *Mestrado em Engenharia Eletrónica Industrial e Computadores, Universidade do Minho*, 29-50.
- [8] Magueijo, Vítor; Fernandes, M.<sup>a</sup> Cristina; Matos, Henrique A.; Clemente, Pedro Nunes; - Medidas de eficiência energética aplicadas á industria: Um enquadramento tecnológico sucinto. ADENE - Agência para a energia, Julho de 2010.



## *I-Anexos*

Neste capítulo é apresentado e descrito um anexo.

É descrito e justificado todos os desenvolvimentos matemáticos para a transformação de coordenadas entre os sistemas 123, alfa beta gama e dq0.

## Anexo 1 - Transformação de coordenadas

### Referencial de coordenadas estáticas

O fluxo  $F_s$  numa bobina é obtido pelo número de espiras  $N_s$  e a corrente que por ela passa  $i$ , (I-1).

Na Figura anexos 1 representa-se a disposição de  $120^\circ$  dos três enrolamentos. Entre cada enrolamento existe uma indução mútua  $M$ .

$$F_s = N_s \cdot i$$

I-1

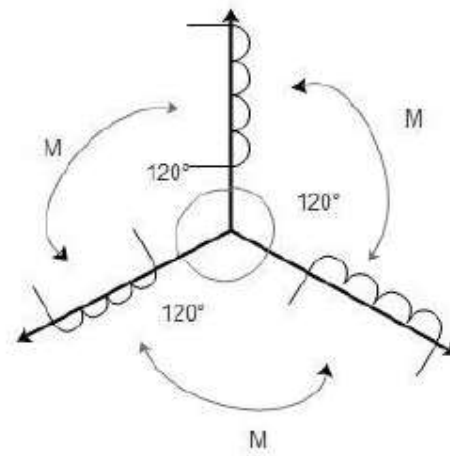


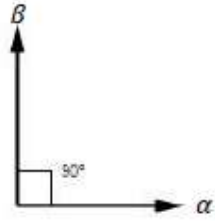
Figura Anexos 1 - Referencial em coordenadas 123.

Observando a Figura anexos 1, considerando as três bobinas desfasadas de  $120^\circ$ , o fluxo total nas três bobinas ao longo do tempo é dado por (I-2). As correntes em cada bobina ou enrolamento são respetivamente  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$ .

$$F_s = \frac{N_s}{2} \left[ i_a \cos(\omega t) + i_b \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \right] \quad \text{I-2}$$



Para o referencial estacionário  $\alpha\beta$ , as grandezas apresentam um desfasamento de  $90^\circ$ , conforme apresentado na Figura anexos 2.



**Figura Anexos 2 - Desfasamento entre  $\alpha$  e  $\beta$ .**

Utilizando a mesma analogia descrita para (I-2), mas para o caso de duas bobinas desfasadas de  $90^\circ$ , podemos concluir (I-3).

$$F_{equ} = \frac{N_{equ}}{2} [i_\alpha \cos(\alpha) + i_\beta \cos(\beta)] \quad \text{I-3}$$

Passemos de 123, referencial trifásico, para  $\alpha\beta$ , referencial bifásico equivalente e estacionário. Uma vez que  $\alpha$  e  $\beta$  estão desfasados de  $90^\circ$ , podemos substituir  $\alpha$  por  $0^\circ$  e  $\beta$  por  $90^\circ$ . Já para o caso de 123, podemos substituir  $wt$  por  $0^\circ$ , considerando que o referencial está numa posição estática. Considerando que os ângulos podem ser referenciados a um cosseno, como visto, ou a um seno e igualando (I-2) a (I-3) obtemos (I-4).

$$\begin{cases} \frac{N_{equ}}{2} i_\alpha = \frac{N_s}{2} [i_a \cos(0) + i_b \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + i_c \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right)] \\ \frac{N_{equ}}{2} i_\beta = \frac{N_s}{2} [i_a \sin(0) + i_b \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) + i_c \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right)] \end{cases} \quad \text{I-4}$$

Resolvendo (I-4) respetivamente em ordem a  $i_\alpha$  e  $i_\beta$  obtemos (I-5).

$$\begin{cases} i_\alpha = \frac{N_s}{N_{equ}} [i_a + i_b \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + i_c \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right)] \\ i_\beta = \frac{N_s}{N_{equ}} [i_b \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) + i_c \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right)] \end{cases} \quad \text{I-5}$$

Assumindo (I-6) e passando os valores que obtemos para a forma matricial ficamos com (I-7).

$$k = \frac{N_s}{N_{equ}} \quad \text{I-6}$$

Relacionando as correntes no novo referencial  $\alpha\beta$  ( $i_\alpha$ ,  $i_\beta$  e  $i_\gamma$ ) com as correntes no referencial inicial 123 ( $i_1$ ,  $i_2$  e  $i_3$ ) obtém-se (I-7)

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_\gamma \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ K_H & K_H & K_H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad \text{I-7}$$

Em (I-7) é considerada a matriz de Concordia  $[C]^{-1}$ . Onde  $K_H$  é o ganho associado à componente homopolar. Podemos com isto concluir (I-8).

$$[C]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ K_H & K_H & K_H \end{bmatrix} \quad \text{I-8}$$

Para que a potência seja igual nos dois sistemas,  $\alpha\beta\gamma$  e 123, iremos considerar necessária a relação (I-9).

$$[C]^{-1} = [C]^T \quad \text{I-9}$$

Se usarmos a equivalência já apresentada para a matriz de Concordia ficamos com (I-10).

$$[C]^T = [C]^{-1} \rightarrow [C][C]^T = [C][C]^{-1} = [I] \rightarrow [I] = 1 \quad \text{I-10}$$

Usando a lógica implícita em (I-10) podemos concluir (I-11).

$$k \begin{bmatrix} 1 & 0 & K_H \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & K_H \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & K_H \end{bmatrix} k \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ K_H & K_H & K_H \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{I-11}$$

Por manipulação matemática de (I-11) obtemos (I-12).

$$\begin{cases} k = \sqrt{\frac{2}{3}} \\ K_H = \frac{1}{\sqrt{2}} \end{cases} \quad \text{I-12}$$

Podemos então definir a matriz de Concordia, (I-13), e a sua transposta, (I-14).

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{I-13}$$

$$[C]^{-1} = [C]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{I-14}$$

Com a matriz de Concordia definida passa a ser possível alternar entre o referencial trifásico 123 e o referencial estático  $\alpha\beta$ .

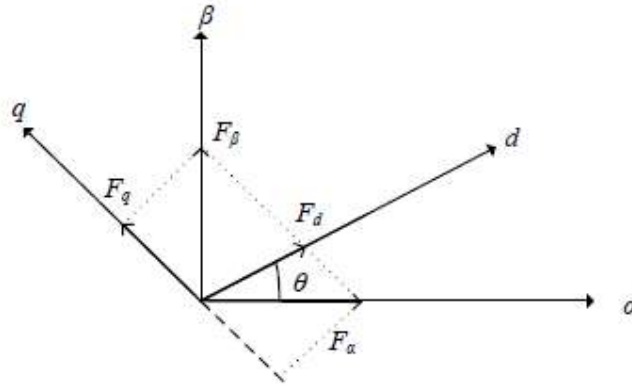
$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_\gamma \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad \text{I-15}$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{I-16}$$

Fica assim definida a matriz de Concordia e a sua inversa.

### Referencial de coordenadas móveis

Para o cálculo da matriz de rotação, que nos permite passar do referencial bifásico estático equivalente,  $\alpha\beta$ , para o referencial bifásico equivalente rotórico, consideramos um ângulo de desfasamento entre os referenciais  $\theta$ , Figura anexos 3.



**Figura Anexos 3 - Referencial rotórico e estacionário do equivalente monofásico do sistema trifásico.**

Da Figura anexos 3 podemos concluir (I-17).

$$\begin{cases} F_d = F_{d\alpha} + F_{d\beta} \\ F_q = F_{q\alpha} + F_{q\beta} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} F_d = F_\alpha \cos\theta + F_\beta \sin\theta \\ F_q = -F_\alpha \sin\theta + F_\beta \cos\theta \end{cases} \quad \text{I-17}$$

Passando (I-17) para a forma matricial e adicionando uma componente homopolar obtemos (I-18).

$$\begin{bmatrix} F_d \\ F_q \\ F_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ -\sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \\ F_0 \end{bmatrix} \quad \text{I-18}$$

Aplicando a mesma lógica do ponto anterior, podemos definir a matriz de transformação, (I-19).

$$\begin{aligned}
R(\theta)^T &= \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \Leftrightarrow R(\theta) \\
&= \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 0 \\ \sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{I-19}$$

Para que nos seja possível passar diretamente do referencial 123 para  $dq$  podemos definir a matriz a matriz de rotação (I-20).

$$[D]^T = [R]^T [C]^T \tag{I-20}$$

Que resulta de (I-21).

$$\begin{aligned}
[X_{dq0}] &= [D]^T [X_{ABC}] \Leftrightarrow [X_{\alpha\beta 0}] = [C]^T [X_{ABC}] \Leftrightarrow [X_{dq0}] \\
&= [R]^T [X_{\alpha\beta 0}] = [R]^T [C]^T [X_{ABC}]
\end{aligned} \tag{I-21}$$

Podemos então fazer o cálculo para a obtenção da matriz de rotação (I-22).

$$\begin{aligned}
[D]^T &= [R]^T [C]^T \\
&= \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{I-22}$$

Por manipulação matemática é possível obter a matriz de rotação transposta, (I-23).

$$[D]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\alpha) & -\sin(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{I-23}$$

Ficam assim definidas as matrizes de transformação de coordenadas utilizadas durante a presente dissertação.